МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА
Основана в 1947 г.
Вып. 1035

Э. М. РОМАШ

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 31.252
Р69
УДК 621.311.6 : 621.396.6

Ромаш Э. М.

Р69 Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.—М.: Радио и связь, 1981. 224 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1035).

В пер.: 1 р. 40 к.

Обобщены сведения по проектированию и расчету источников вторичного электропитания современной радиоэлектронной аппаратуры. Рассмотрен обширный класс таких устройств, предназначенных для питания радиоэлектронной аппаратуры от первичной сети переменного и постоянного тока. Исследованы особенности работы полупроводниковых приборов в современных источниках электропитания, а также особенности работы последних при высоких частотах преобразования.

Для широкого круга радиолюбителей.

Р $\frac{30404\text{-}192}{046(01)\text{-}81}$ 217-81(Э). 2402020000. ББК 31.252 6Ф2.14

РЕЦЕНЗЕНТ КАНД. ТЕХН. НАУК Л. А. КРАУС

Эдуард Михайлович Ромаш

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Редактор **Б. Н. Иванчук.** Редактор издательства **Н. В. Ефимова.**
Худ. редактор **Г. Н. Кованов.** Художник **В. А. Козлов.**
Технический редактор **В. В. Хапаева.** Корректор **Т. В. Покатова**

ИБ № 3014 (Энергия)

Сдано в набор 29.01.81. Подписано в печать 20.05.81 Т-08385
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 3
Гарн. литературная Печать высокая Усл.-печ. л. 11,76.
Уч.-изд. л. 15,65. Усл. кр.-отт. 11,76. Тираж 60 000 экз.
Изд. № 19424 Заказ 260 Цена 1 р. 40 к.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693
Подольский филиал ПО «Периодика» Союзполиграфпрома
Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. г. Подольск, ул. Кирова, д. 25

ПРЕДИСЛОВИЕ

Минувшее десятилетие ознаменовалось резким увеличением темпов технического прогресса, научно-технической революцией во многих областях современной техники и прежде всего в радиоэлектронике и автоматике.

Радиоэлектронная аппаратура и приборы автоматики предъявляют весьма жесткие требования к качеству потребляемой ими электрической энергии, а в ряде случаев требуют обязательного преобразования энергии первичного источника. Поэтому одновременно с прогрессом в автоматике и радиоэлектронике происходило бурное развитие преобразовательной техники и статических средств вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры, которые осуществляют необходимые преобразования электрической энергии (часто многократные), обеспечивая при этом требуемые значения питающих напряжений как постоянного, так и переменного — однофазного или многофазного — токов; электрическую изоляцию цепей питания друг от друга и от первичного источника; высокую стабильность вторичных питающих напряжений в условиях значительного изменения первичного питающего напряжения и нагрузок; эффективное подавление пульсаций во вторичных питающих цепях постоянного тока; требуемую форму напряжений переменного тока, постоянство угла сдвига их фаз и высокую стабильность их частоты и т. п.

Полученные в этой области качественно новые результаты, а именно обеспечение высокой надежности, экономичности и большого срока службы средств вторичного электропитания при их сравнительно малых габаритах и массе, обусловлены переходом на полупроводниковую элементную базу.

Современные средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры вышли за рамки класса простейших радиоэлектронных устройств, содержащих незначительное количество силовых вентилей и реактивные сглаживающие фильтры, какими они были 25—30 лет назад. В настоящее время средства вторичного электропитания представляют собой достаточно сложные устройства, которые содержат большое количество разнообразных функциональных узлов, выполняющих те или иные функции преобразования электрической энергии и улучшения ее качества. Прогресс в разработке и совершенствовании переносных, подвижных и стационарных автономных объектов различного назначения, территориально удаленных от промышленных энергетических систем и снабженных автономными первичными источниками электрической энергии типа аккумуляторных или солнечных батарей, топливных элементов, ядерных источников и т. п., вызвал повышенный интерес инженеров и ученых к области питания радиоэлектронной аппаратуры и систем автоматики от первичной сети постоянного тока.

В итоге разработок в нашей стране и за рубежом создан об-

ширный класс полупроводниковых преобразовательных устройств, не имеющих прототипов среди ранее известных.

Настоящая книга содержит основные сведения об источниках вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры, методах их расчета и проектнрования. В книге использованы термнны и определения, установленные ГОСТ 23413-79 «Средства вторичного электропитания радиоэлектрониой аппаратуры. Термины и определения».

Согласно ГОСТ 23413-79 *средством вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры* называется функциональная часть радиоэлектронной аппаратуры, использующая электроэнергию, получаемую от системы электроснабжения или источника питания электроэнергией и предназначенную для формирования вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

Источник вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (ИВЭ) представляет собой средство вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры, обеспечивающее вторичным электропитанием самостоятельные прнборы или отдельные цепи комплекса радиоэлектронной аппаратуры.

Источники вторичного электропитания состоят из *функциональных узлов вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры*, выполняющих одну нли несколько функций, например, функции выпрямления, стабилизации, усиления, регулирования и т. п.

Электрические параметры силовых транзисторов и диодов, используемых в ИВЭ, и их буквенные обозначения соответствуют ГОСТ 20003-74 «Транзисторы биполярные. Электрические параметры. Термины, определения и буквенные обозначения» и ГОСТ 20004-74 «Диоды полупроводниковые. Электрические параметры общие. Термины, определения и буквенные обозначения».

Автор выражает свою благодарность и глубокую признательность рецензенту книги канд. техн. наук Л. А. Краусу и ее научному редактору канд. техи. наук Б. Н. Иванчуку за большую работу по рецеизироваиию и редактированию книги, за ряд цеиных замечаний, способствовавшнх ее улучшению.

Автор будет признателен всем читателям, которые пришлют свои замечания по данной книге в адрес издательства «Радио и связь»: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Автор

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

1-1. Классификация и параметры источников вторичного электропитания

Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (ИВЭ) могут быть классифицированы по следующим параметрам.

По типу питающей сети — на ИВЭ, использующие электрическую энергию, получаемую от однофазной сети переменного тока, на ИВЭ, использующие электрическую энергию, получаемую от трехфазной сети переменного тока, и на ИВЭ, использующие электрическую энергию автономного источника постоянного тока.

По напряжению на нагрузке — на ИВЭ низкого (до 100 В), среднего (от 100 до 1000 В) и высокого напряжения (свыше 1000 В).

По мощности нагрузки — на ИВЭ малой (до 100 Вт), средней (от 100 Вт до 1 кВт) и большой мощности (свыше 1 кВт).

По роду тока нагрузки — на ИВЭ с выходом на переменном (однофазном или трехфазном) токе и ИВЭ с выходом на постоянном токе.

По числу выходов — на одноканальные ИВЭ, имеющие один выход постоянного или переменного тока, и многоканальные ИВЭ, имеющие два или больше выходов постоянного или переменного токов.

По стабильности напряжения на нагрузке — на стабилизирующие и нестабилизирующие ИВЭ.

Стабилизирующие ИВЭ содержат в своем составе стабилизатор напряжения (тока) и в свою очередь разделяются:

по характеру стабилизации напряжения (тока) на нагрузке — на ИВЭ с непрерывным регулированием и с импульсным регулированием;

по характеру обратной связи — на параметрические, компенсационные и комбинированные;

по точности стабилизации выходного напряжения — на ИВЭ с низкой стабильностью выходного напряжения (суммарная нестабильность выходного напряжения при воздействии всех дестабилизирующих факторов более 2—5%), ИВЭ со средней стабильностью выходного напряжения (суммарная нестабильность не более 0,5—2%), ИВЭ с высокой стабильностью

выходного напряжения (суммарная нестабильность 0,1—0,5%) и прецизионные ИВЭ (суммарная нестабильность менее 0,1%);

по виду стабилизируемого параметра — стабилизаторы напряжения и стабилизаторы тока.

Первичная сеть питания электроэнергией характеризуется следующими параметрами:

1. Номинальное значение питающего напряжения $U_{п.ном}$.

2. Относительная нестабильность питающего напряжения, характеризующая возможные пределы изменения его значения относительно номинального — верхний предел, равный $(U_{п.макс} - U_{п.ном})\cdot 100/U_{п.ном}$, и нижний предел, равный $(U_{п.ном} - U_{п.мин})\cdot 100/U_{п.ном}$, где $U_{п.макс}$ и $U_{п.мин}$ — соответственно максимальное и минимальное значения напряжения питания ИВЭ.

3. Внутреннее сопротивление первичного источника питания электроэнергией и питающей сети.

4. Для сети постоянного тока задается уровень пульсаций питающего напряжения на входе ИВЭ, который характеризует амплитуду (или эффективное значение) переменной составляющей приложенного к ИВЭ питающего напряжения. Иногда уровень пульсаций определяется относительным значением амплитуды (или эффективного значения) переменной составляющей питающего напряжения по отношению к его номинальному значению.

5. Для сети переменного тока задаются частота, возможные искажения формы кривой питающего напряжения и возможная несимметрия по фазам питающей сети.

Нагрузка ИВЭ по каждому из его выходов характеризуется следующими параметрами.

1. Номинальное сопротивление $R_{н.ном}$ и возможные пределы его изменения $R_{н.мин}$ и $R_{н.макс}$.

2. Для индуктивно-активных нагрузок переменного тока — номинальное полное сопротивление

$$Z_{н.ном} = \sqrt{R^2_{н.ном} + x^2_{н.ном}}$$

(где $R_{н.ном}$ и $x_{н.ном}$ — активное и индуктивное сопротивления нагрузки; $x_{н.ном} = 2\pi f L_{н.ном}$; $L_{н.ном}$ — индуктивность нагрузки), пределы его изменения $Z_{н.мин}$ и $Z_{н.макс}$; номинальное значение коэффициента мощности нагрузки $(\cos\varphi_н)_{ном} = R_{н.ном}/Z_{н.ном}$ и пределы его изменения $(\cos\varphi_н)_{мин}$ и $(\cos\varphi_н)_{макс}$.

3. Номинальное значение напряжения на нагрузке $U_{н.ном}$ его допустимая суммарная нестабильность во всех возможных режимах эксплуатации ИВЭ.

4. Для нагрузок переменного тока (электродвигателей переменного тока, магнитных усилителей, электромагнитных механизмов и др.) — частота питающего напряжения $f_{н.ном}$ и ее допустимая нестабильность; требуемая форма питающего напряжения и ее допустимые искажения.

5. Для нагрузок постоянного тока (цепи питания электронных и полупроводниковых устройств, электродвигатели постоянного тока и т. п.) — допустимый уровень пульсаций питающего напряжения.

Большиинство ИВЭ, предназначенных для питания радиоэлектронной аппаратуры и систем автоматики, как правило, имеет несколько выходных цепей, электрически изолированных друг от друга и от первичного источника энергии. Эти цепи различаются выходным напряжением и током, требуемой стабильностью и допустимым уровнем пульсаций выходного напряжения. Такая специфика современных ИВЭ обусловлена тем, что питаемая от них радиоэлектронная аппаратура выполняется на полупроводниковых приборах, электронных лампах, интегральных микросхемах и функциональных элементах различных типов, которые для своего нормального функционирования требуют нескольких различных по значению напряжений постоянного и переменного токов.

Параметры самого ИВЭ включают в себя:

1. Номинальные значения напряжений по каждой из выходных цепей, равные требуемым значениям напряжений на соответствующих нагрузках; относительную нестабильность в процессе эксплуатации ИВЭ.

2. В процессе работы радиоэлектронной аппаратуры нагрузка ИВЭ, как правило, не остается постоянной, изменяясь от некоторого максимального значения до минимального. Так, например, в процессе разгона электродвигателя его мощность уменьшается в несколько раз. Часть нагрузок ИВЭ имеет импульсный характер, их мощность резко увеличивается в момент съема информации или в режиме обнуления дискретных устройств. Резкое изменение мощности, потребляемой аппаратурой от ИВЭ, возможно при изменении режима ее работы и т. п. Поэтому для каждой выходной цепи ИВЭ обычно задается максимальное, минимальное и номинальное значения потребляемой в процессе работы мощности. Для ИВЭ с выходом на переменном токе в случае изменяющейся нагрузки задаются максимальное, минимальное и номинальное значения полной мощности (в вольт-амперах) $S_н = U_н^2/Z_н$ (где $U_н$ — действующее значение напряжения на нагрузке, $Z_н$ — модуль полного сопротивления нагрузки) и соответствующие значения коэффициентов мощности нагрузки $\cos\varphi_н = R_н/Z_н$, где $R_н$ — активное сопротивление соответствующей нагрузки.

3. Номинальное значение тока, потребляемого ИВЭ от системы энергоснабжения или первичного источника питания электроэнергией $I_{п.ном}$. Для ИВЭ, работающего в режиме изменяющейся нагрузки, номинальное, максимальное и минимальное значения мощности, потребляемой от первичного источника, $S_п = I_п U_п$.

4. Для ИВЭ, питающихся от первичного источника переменного тока, коэффициент мощности $\cos\varphi_и = P_п/S_п$, где $P_п$ — активная составляющая полной мощности, потребляемой ИВЭ от первичной сети. Для нагрузок постоянного тока $\cos\varphi_и = 1$, поскольку $P_п = S_п$.

5. Коэффициент полезного действия (к.п.д.) в номинальном режиме

$$\eta = 100 \left(\sum_{i=1}^{k} P_{н\,i\,ном}/P_{п.ном} \right),$$

где k — число выходных цепей ИВЭ.

6. Внутреннее сопротивление ИВЭ, равное численному значению отношения изменения напряжения на выходе $(\Delta U_н)_I$ к вызвавшему его изменению тока нагрузки $\Delta I_н$ при $U_н$ = const.

7. Для ИВЭ с выходом на постоянном токе — уровень пульсаций выходного напряжения.

Наряду с нестабильностью выходного напряжения ИВЭ часто используют другой параметр — коэффициент стабилизации, показывающий, во сколько раз относительное изменение выходного напряжения меньше вызвавшего его изменения внешнего воздействия.

Аналогично вместо уровня пульсаций выходного напряжения ИВЭ иногда применяют коэффициент сглаживания пульсаций, который равен отношению амплитуд основной гармоники пульсаций на входе и выходе ИВЭ.

1-2. Источники вторичного электропитания, использующие электроэнергию, получаемую от системы электроснабжения

К простейшим ИВЭ данного типа относятся нерегулируемые выпрямители, которые предназначены для питания нагрузок постоянного тока $R_н$ от промышленных или специальных сетей переменного тока (рис. 1-1). По числу фаз питающей сети все выпрямители разделяются на однофазные и трехфазные. Частота питающего напряжения определяется типом первичного источника электрической энергии.

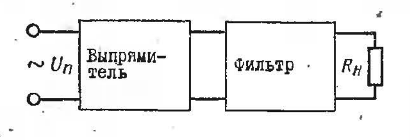


Рис. 1-1. Нерегулируемый выпрямитель.

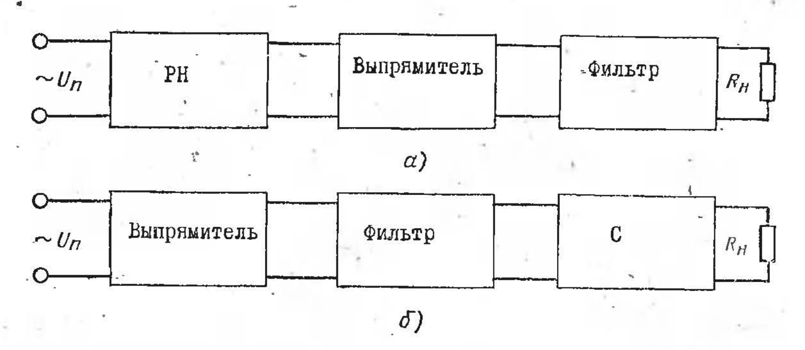


Рис. 1-2. Стабилизирующие выпрямители со стабилизатором на стороне переменного (*а*) и постоянного тока (*б*).

Нерегулируемые выпрямители являются нестабилизирующими функциональными узлами вторичного электропитания — напряжение на их выходе пропорционально напряжению питания и существенным образом зависит от тока нагрузки.

Несмотря на эти недостатки, нерегулируемые выпрямители продолжают оставаться одним из наиболее распространенных функциональных узлов, так как подавляющая часть цепей пита-

ния любой радиоэлектронной аппаратуры потребляет электрическую энергию в виде энергии постоянного тока, а наиболее доступным из первичных источников энергии является промышленная электрическая сеть переменного тока частотой 50 Гц. Такие устройства широко используются в промышленной и бытовой радиоэлектронике и сравнительно просто позволяют обеспечить получение любого необходимого напряжения на нагрузке путем изменения коэффицнента трансформации силового трансформатора (изменением числа витков его обмоток). Одновременно силовой трансформатор обеспечивает электрическую изоляцию цепи нагрузки выпрямителя от первичной сети, что в ряде случаев является обязательным для нормального функционирования радиоэлектронной аппаратуры.

В простейших радиоэлектронных устройствах нерегулируемые выпрямители выполняют роль централизованных ИВЭ. В этом случае от одного такого выпрямителя осуществляется питание нескольких, как правило электрически изолированных от питающей сети, нагрузок. В более сложных радиоэлектронных устройствах каждый функциональный узел питается от своего выпрямителя, подключенного к одной из вторичных обмоток единого силового трансформатора.

В тех случаях, когда для функционирования радиоэлектронной аппаратуры необходимо обеспечить более высокую стабильность

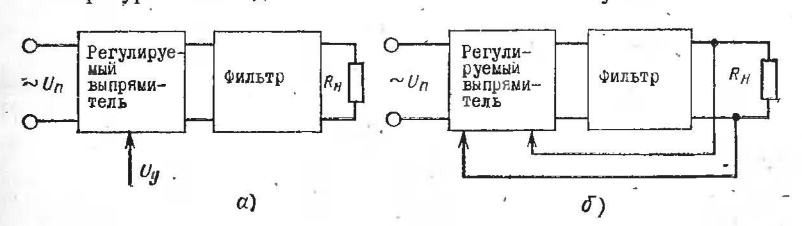


Рис. 1-3. Регулируемый выпрямитель в режиме регулирования выходного напряжения (*а*) и в режиме его стабилизации (*б*).

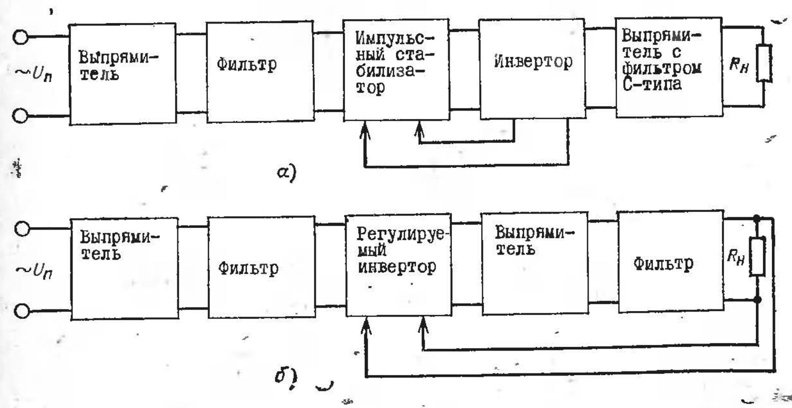


Рис. 1—4. Стабилизирующие источники электропитания с бестрансформаторным входом.

питающих напряжений по сравнению со стабильностью напряжения первичной сети, схемы выпрямителей существенно усложняются.

Для стабилизации выходного напряжения нерегулируемого выпрямителя используют дополнительные стабилизирующие устройства, включаемые на входе или выходе выпрямителя (рис. 1-2). На рис. 1-2, *а* под *PH* понимается регулятор (стабилизатор) переменного напряжения (тиристорный или дроссельный); на рис. 1.2, *б* роль стабилизатора *С* играет непрерывный или импульсный стабилизатор напряжения постоянного тока.

Непрерывные стабилизаторы напряжения, включенные на выходе нерегулируемого выпрямителя, кроме функции стабилизации

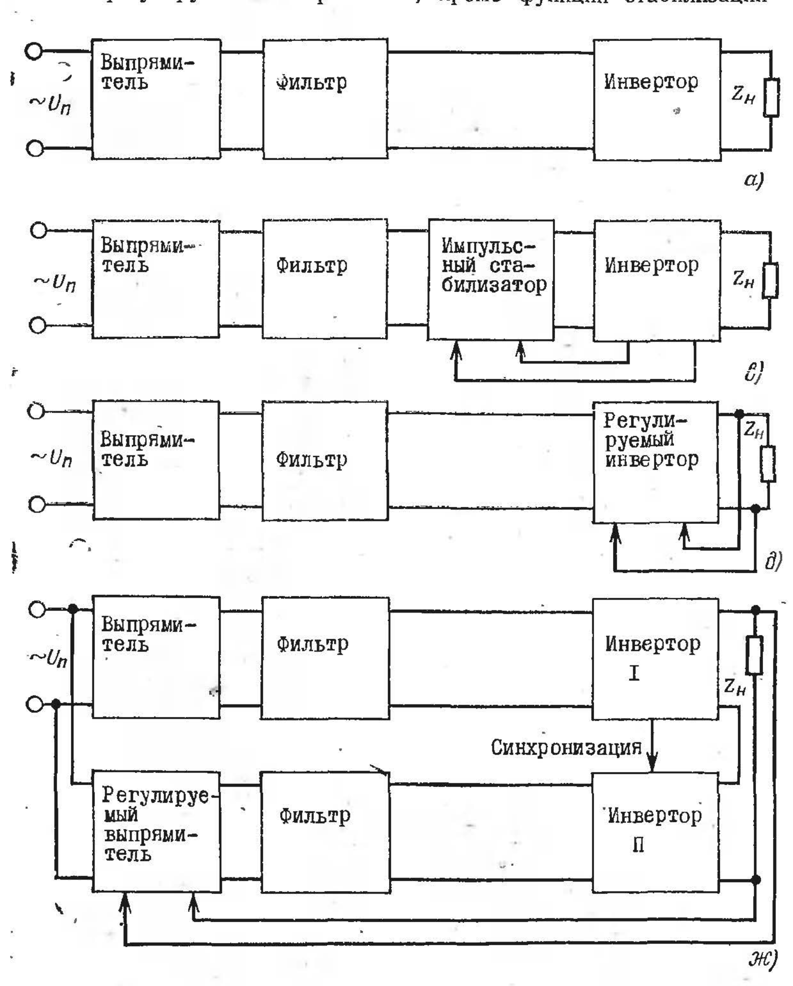
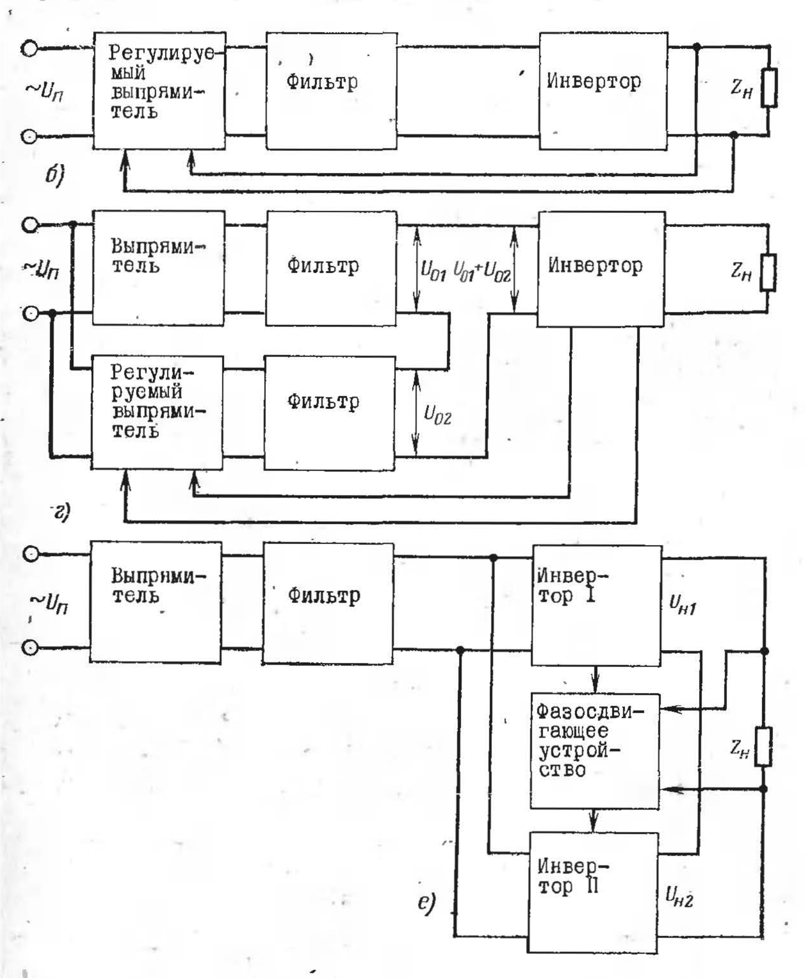


Рис. 1-5. Функциональные схемы преобразователей напряжения

выходного напряжения последнего, обеспечивают также эффективное сглаживание пульсаций этого напряжения. Для этой цели на выходе нерегулируемого выпрямителя используют реактивные фильтры: емкостные (фильтры *C*-типа), Г-образные (фильтры *LC*-типа), П-образные (фильтры *CLC*-типа). Значительно реже применяют многозвенные фильтры, представляющие собой различные комбинации из перечисленных выше фильтров. В некоторых специальных случаях для сглаживания пульсаций на выходе современных ИВЭ пользуются активными полупроводниковыми фильтрами.

Функции преобразования переменного тока в постоянный с регулированием (стабилизацией) выходного напряжения за счет



переменного тока.

изменения его формы совмещены в регулируемых выпрямителях (рис. 1-3). В таких устройствах регулирование выходного напряжения осуществляется в результате изменения угла открывания силовых тиристоров под действием маломощного сигнала управления $U_у$ (рис. 1-3, *а*). В режиме стабилизации выходного напряжения выпрямителя управляющий сигнал подается с выхода таким образом, чтобы при изменении выходного напряжения возникала соответствующая компенсирующая реакция в контуре автоматического регулирования.

В последнее время в связи с необходимостью резкого уменьшения массы и габаритов ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры широкое распространение на практике получили устройства с бестрансформаторным входом (рис. 1-4). Здесь переменное напряжение системы электроснабжения (например, однофазное напряжение 220 В, 50 Гц) преобразуется бестрансформаторным выпрямителем в сравнительно высокое напряжение постоянного тока (около 300 В). На выходе фильтра включается импульсный стабилизатор напряжения постоянного тока, который, во-первых, понижает напряжение до 100—150 В, а во-вторых, осуществляет стабилизацию выходного напряжения источника питания (рис. 1-4, *а*).

К выходу стабилизатора подключен инвертор, выходное напряжение которого имеет прямоугольную форму. Для уменьшения массы и габаритов источников вторичного электропитания данного вида и импульсный стабилизатор, и инвертор работают при повышенных частотах преобразования (10—20 кГц), а высокочастотный инверторный трансформатор обеспечивает электрическую изоляцию цепи нагрузки от питающей сети. С выхода высокочастотного инвертора напряжение через выходные выпрямители с емкостными фильтрами поступает в нагрузку. В аналогичной схеме на рис. 1-4, *б* функции импульсного стабилизатора и инвертора совмещены в регулируемом инверторе, который также работает на сравнительно высокой частоте преобразования.

Наряду с потреблением энергии постоянного тока (анодные и сеточные цепи электронных ламп, полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы, реле и механические переключатели, цепи управления магнитных усилителей и т. п.) радиоэлектронная аппаратура потребляет также электрическую энергию переменного тока.

К потребителям энергии переменного тока относятся цепи накала электронных ламп, магнитные усилители, цепи сигнализации и блокировки, электродвигатели и другие электромеханические устройства автоматики. Значительная часть этих потребителей требует стабильных по значению и частоте переменных напряжений, причем их частота может существенно отличаться от частоты напряжения в первичной сети. Последнее обусловлено необходимостью уменьшения массы и габаритов электромеханических устройств радиоэлектронных систем за счет значительного повышения частоты питающих напряжений переменного тока.

Для питания нагрузок переменного тока $Z_н$ в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры широко применяют устройства с промежуточным преобразованием переменного тока в постоянный с последующим его инвертированием (рис. 1-5).

Источник вторичного электропитания, схема которого приведена на рис. 1-5, *а*, состоит из нерегулируемого выпрямителя с фильтром и инвертора (однофазного, двухфазного или трехфазного) и является нестабилизированным: его выходное напряжение

изменяется пропорционально с изменением напряжения питания и сильно зависит от тока нагрузки.

Стабилизация выходного напряжения в источниках питания данного вида осуществляется различными способами, некоторые из которых приведены на рис. 1-5.

На рис. 1-5, *б* на вход инвертора включен регулируемый выпрямитель, который осуществляет стабилизацию выходного напряжения источника вторичного электропитания. На рис. 1-5, *в* для этой цели использован импульсный стабилизатор напряжения постоянного тока, включенный между выпрямителем и инвертором.

Стабилизацию выходного напряжения рассматриваемых ИВЭ можно осуществлять также с помощью вольтдобавочных устройств (рис. 1-5, *г*), выходное напряжение которых суммируется с напряжением входного выпрямителя таким образом, чтобы напряжение на входе инвертора оказывалось стабильным в условиях изменения напряжения питающей сети и тока нагрузки. В последнем случае удается значительно уменьшить массу и габариты сглаживающих фильтров, а в ряде случаев существенно улучшить массо-габаритные характеристики всего источника электропитания.

Функции преобразования постоянного тока в переменный и стабилизации выходного напряжения переменного тока можно совместить в регулируемом инверторе (рис. 1-5, *д*). На рис. 1-5, *е* к выходу нерегулируемого выпрямителя с фильтром подключены два инвертора, работающие синхронно (т. е. с одинаковой частотой) и с регулируемым сдвигом их выходных напряжений во времени. Синхронизацию ведомого инвертора *II* и стабилизацию выходного напряжения источника питания осуществляет фазосдвигающее устройство, на вход которого поступает выходное напряжение источника питания. Последнее является результатом сложения выходных напряжений обоих инверторов: ведущего *I* и ведомого *II*.

Стабилизирующий ИВЭ, схема которого приведена на рис. 1-5, *ж*, состоит из двух цепей, одна из которых изображена на рис. 1-5, *а*, другая — на рис. 1-5, *б*. Оба инвертора работают синхронно-синфазно (т. е. с одинаковой частотой и в фазе друг с другом). Выходные напряжения обоих инверторов суммируются и поступают в нагрузку. Стабилизация выходного напряжении данного ИВЭ осуществляется регулируемым выпрямителем на входе инвертора *II*.

1-3. Источники вторичного электропитания, использующие электроэнергию автономного источника постоянного тока

В современной технике широкое практическое распространение получили автономные первичные источники электрической энергии постоянного тока. К ним относятся аккумуляторные и солнечные батареи, термоэлектрические и термоэмиссионные преобразователи, топливные элементы, ядерные источники и т. п.

Использование таких источников электрической энергии позволяет выполнять радиоэлектронную аппаратуру переносной, устанавливать ее на различных подвижных автономных объектах, уда-

ленных от промышленных энергетических сетей. Бурное развитие этого направления в области питания радиоэлектронной аппаратуры вызвано в первую очередь успехами в освоении космического пространства.

К основным специфическим требованиям, предъявляемым к ИВЭ рассматриваемого вида, относятся следующие.

1. Масса и габариты должны быть по возможности наименьшими, что обусловлено спецификой исполнения автономной радиоэлектронной аппаратуры.

2. Коэффициент полезного действия таких ИВЭ должен быть по возможности максимальным, так как ухудшение экономичности и увеличение потребляемой мощности при ограниченной мощности автономного первичного источника электрической энергии приводят к резкому увеличению массы и габаритов последнего, а следовательно, к ухудшению эксплуатационных характеристик автономной радиоэлектронной аппаратуры.

3. Надежность ИВЭ должна быть максимальной. В условиях удаленности от промышленных центров, сложности (а подчас и невозможности) проведения ремонтно-профилактических и восстановительных работ это требование приобретает исключительно важное значение.

Характерной особевностью работы ИВЭ данного типа является большая относительная суммарная нестабильность напряжения первичного источника, которая достигает значения ±20—30%. Это обусловлено тем, что в процессе эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры могут существенно изменяться условия работы первичного источника, например степень освещенности поверхности солнечной батареи. К большой нестабильности питающего напряжения приводит также длительный разряд аккумуляторной батареи, имеющей ограниченную энергоемкость, или ее работа в режиме периодического глубокого заряда—разряда.

В то же время современная малогабаритная автономная радиоэлектронная аппаратура, выполняемая, как правило, на полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах, предъявляет весьма жесткие требования к стабильности питающих напряжений. В большинстве практических случаев допустимая относительная суммарная нестабильность не должна превышать ±3—5%, а в ряде случаев — 0,1—1,0%.

Основным функциональным узлом ИВЭ, использующих электроэнергию автономного источника постоянного тока, является полупроводниковый инвертор, преобразующий напряжение постоянного тока источника в переменные напряжения прямоугольной или ступенчатой формы и заданного значения. Силовой трансформатор такого инвертора обеспечивает электрическую изоляцию выходных цепей друг от друга и от первичного источника.

На рис. 1-6, *а* приведена функциональная схема простейшего одноканального ИВЭ данного типа, предназначенного для питания нагрузки постоянным током. Здесь переменное напряжение прямоугольной формы с выхода инвертора *И* преобразуется выпрямителем *В* и фильтром *Ф* в напряжение постоянного тока, которое затем используется для питания радиоэлектронного устройства.

Основными недостатками такого ИВЭ являются низкая стабильность его выходного напряжения, которая оказывается худшей, чем стабильность напряжения первичного источника электрической энергии, а также одно-единственное номинальное выходное напряжение.

Для нормального функционирования современной радиоэлектронной аппаратуры, как правило, требуется не одно, а несколько питающих напряжений различных величин и полярностей по отношению к корпусу устройства или общей шине системы вторичного электропитания. Поэтому силовой трансформатор инвертора дол-

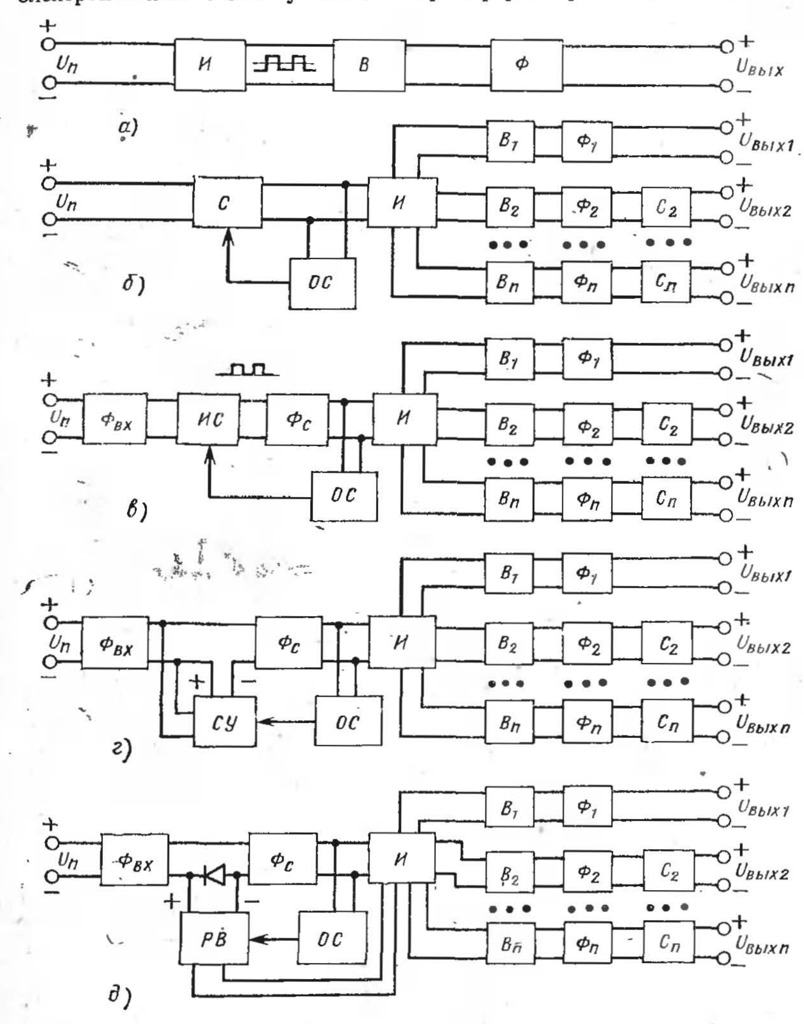


Рис. 1-6. Функциональные схемы стабилизирующих преобразователей напряжения постоянного тока со стабилизирующим устройством в цепи питания инвертора.

С — непрерывный стабилизатор; *ИС* — импульсный стабилизатор; *СУ* — стабилизирующее устройство; *РВ* — регулируемый выпрямитель; *И* — инвертор; *В* — выпрямитель; *Ф* — сглаживающий фильтр; *ОС* — схема обратной связи.

жен иметь несколько вторичных обмоток, к которым подключаются выпрямители с фильтрами. В сложных радиоэлектронных устройствах, выполненных на полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах различных типов, число вторичных питающих напряжений достигает 5—10 и более при сравнительно малой мощности (единицы—десятки ватт) ИВЭ.

В многоканальных ИВЭ принципиально могут быть использованы как способы централизованной стабилизации одновременно всех выходных напряжений, так и способы индивидуальной стабилизации каждого выходного напряжения в отдельности. В первом случае удается обеспечить общую нестабильность всех выходных напряжений на уровне ±3—5%, во втором — 0,5—1%.

Рассмотрим основные функциональные схемы многоканальных стабилизирующих ИВЭ с централизованной стабилизацией выходных напряжений и отметим их характерные особенности.

В схеме, изображенной на рис. 1-6, *б*, в цепь питания транзисторного инвертора включен непрерывный стабилизатор, достоинства которого заключаются в следующем: отсутствуют сглаживающие фильтры на входе и выходе стабилизатора, а также радиопомехи; сравнительно прост и легко поддается микроминиатюризации; высокие динамические свойства обеспечивают хорошее качество переходного процесса при резких изменениях нагрузок и напряжения питания, а также высокую помехозащищенность радиоэлектронной аппаратуры от наводок по цепи питания.

Основной недостаток непрерывного стабилизатора — его сравнительно низкий к.п.д., минимальное значение которого не превышает $\eta_с < 1/\xi_п$, где $\xi_п = U_{п.макс}/U_{п.мин} \geqslant 1,2 \div 1,5$ — коэффициент, учитывающий пределы изменения напряжения питания.

Поэтому при $\xi_п > 1,4 \div 1,5$ схема находит практическое применение лишь при небольшой выходной мощности ИВЭ ($P_н < 5 \div 10$ Вт).

Значительно меньшими потерями мощности и более высоким к.п.д. характеризуется импульсный стабилизатор, используемый в функциональной схеме, изображенной на рис. 1-6, *в*. Преимущества последнего по сравнению с непрерывным стабилизатором возрастают при расширении пределов изменения напряжения питания.

Однако импульсные стабилизаторы также имеют ряд недостатков. Так, на входе и выходе таких устройств необходимо включать сглаживающие фильтры. Входной фильтр $Ф_{вх}$, с одной стороны, защищает ИВЭ от помех, поступающих на его вход, а с другой — уменьшает помехи от самого стабилизатора по цепи его питания. Выходной фильтр $Ф_с$ осуществляет сглаживание однополярных импульсов переменной длительности, поступающих с выхода стабилизатора.

Значительно худшие по сравнению с непрерывным стабилизатором динамические свойства импульсного стабилизатора обусловливают появление сравнительно сильных изменений выходного напряжения такого стабилизатора в моменты коммутации его нагрузки.

В современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры схема, изображенная на рис. 1-6, *в*, используется при выходной мощности от 5—10 до 50—100 Вт и частоте преобразования от 2—5 до 20—50 кГц.

Если в рассмотренных выше функциональных схемах (рис. 1-6, *б*, *в*) стабилизатор напряжения постоянного тока должен

выбираться исходя из полной мощности источника вторичного электропитании, то в схемах, изображенных на рис. 1-6, *г*, *д*, выходная мощность стабилизирующего устройства оказывается значительно меньшей. Здесь выходное напряжение стабилизирующего устройства суммируется на входе инвертора с напряжением питания таким образом, чтобы их сумма оставалась неизменной и равной $U_{п.макс}$ при всех режимах и условиях эксплуатации.

В качестве стабилизирующего устройства в схеме на рис. 1-6, *г* используется регулируемый преобразователь постоянного тока, который обычно выполняется по схеме, изображенной на рис. 1-6, *в* или 1-7. В схеме на рис. 1-6, *д* роль стабилизирующего устройства выполняет регулируемый выпрямитель, на вход которого подается переменное напряжение с одного из выходов инвертора.

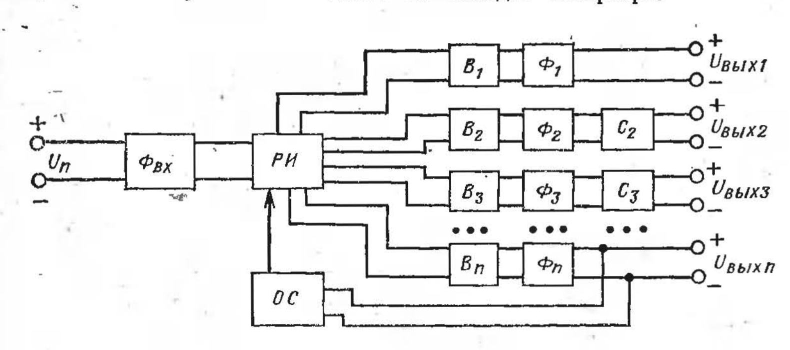


Рис. 1-7. Стабилизирующий источник питания с регулируемым инвертором.

В — выпрямитель; *Ф* — фильтр; *С* — непрерывный стабилизатор; *ОС* — схема обратной связи; *РИ* — регулируемый инвертор.

Существенно меньшая (по сравнению со схемами на рис. 1-6, *б*, *в*) мощность, преобразуемая стабилизирующим устройством, обусловливает значительное уменьшение сглаживающих фильтров на его входе и выходе и лучшие массо-габаритные характеристики ИВЭ в целом.

Рассмотренные функциональные схемы (рис. 1-6, *г*, *д*) получили практическое применение в ИВЭ при выходной мощности, превышающей 50—100 Вт. При меньшей мощности масса и габариты таких ИВЭ оказываются бо́льшими по сравнению с более простыми стабилизирующими ИВЭ, выполненными по схемам на рис. 1-6, *б*, *в*, в которых осуществляется меньшее число преобразований электрической энергии. Относительно схемы, изображенной на рис. 1-6, *д*, необходимо отметить, что по мере расширения пределов изменения питающего напряжения мощность стабилизирующего устройства будет возрастать. При этом резко увеличиваются масса и габариты стабилизирующего ИВЭ, а за счет резкого увеличения потерь мощности в стабилизирующем устройстве падает его к.п.д.

Таким образом, данная функциональная схема может быть эффективно использована в источниках вторичного электропитания только при условии, что напряжение питания изменяется в срав-

нительно небольших пределах (менее ±10%); а к.п.д. инвертора и регулируемого выпримителя достаточно высоки.

Централизованную стабилизацию одновременно всех выходных напряжений в ИВЭ позволяет реализовать функциональная схема, изображенная на рис. 1-7. Здесь на вход выпрямителей B_1, B_2, ..., B_n подаются переменные напряжения с выходов регулируемого инвертора, а стабилизация выходных напряжений ИВЭ осуществляется посредством изменения формы переменных напряжений. Сигнал управления подается со схемы обратной связи, вход которой подключен к одному из выходов источника вторичного электропитания.

Совмещенне функций преобразования напряжений и стабили-

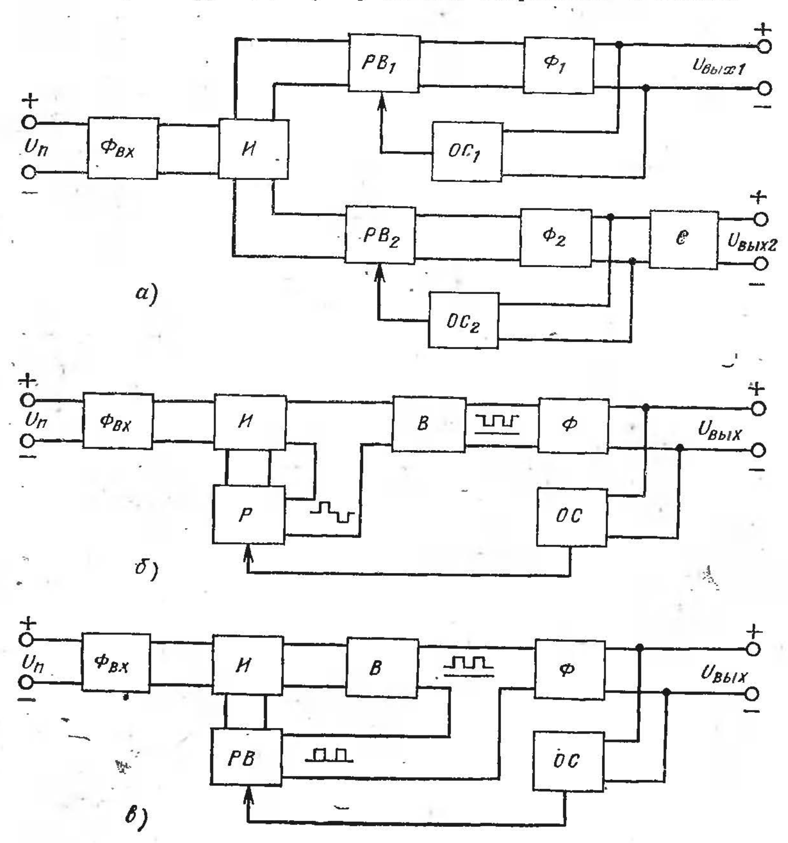


Рис. 1-8. Функциональные схемы стабилизирующих преобразователей напряжения постоянного тока с индивидуальной стабилизацией напряжения по каждой из выходных цепей.

Ф — фильтр; *И* — инвертор; *Р* — регулятор переменного напряжения; *РВ* — регулируемый выпрямитель; *В* — нерегулируемый выпрямитель; *ОС* — схема обратной связи; *С* — непрерывный стабилизатор.

зации нх величин в одном функциональном элементе — регулируемом инверторе позволяет упростить схему ИВЭ и повысить его к.п.д. за счет исключения промежуточных преобразований электрической энергии. Одиако такая схема не свободна от недостатков. В ИВЭ, выполненных по данной схеме, значительиую долю массы и объема занимают сглаживающие *LC*-фильтры, включенные в выходные цепи выпрямителей. Относительная доля этих фильтров в массе ИВЭ значительно возрастает при увеличении числа выходных цепей.

Сравнительно плохие динамические свойства сглаживающих фильтров *LC*-типа, приводящие к сильным изменениям выходных напряжений ИВЭ в моменты изменения величин соответствующих нагрузок, обусловливают необходимость включения в большинство выходных цепей ИВЭ непрерывных стабилизаторов с целью обеспечения приемлемого для радиоэлектронной аппаратуры качества питающих напряжений.

Таким образом, по мере увеличения числа выходных цепей ИВЭ и одновременного повышения требований к качеству вторичных питающих напряжений преимущества данной схемы перед ранее рассмотренными (см. рис. 1-6) уменьшаются. Такаи схема оказывается наиболее эффективной при сравнительно малом числе мощных выходных цепей (не более 2—3 шт.), когда нагрузка по каждой из них в процессе работы ИВЭ остается неизменной.

Основным средством уменьшения массы и габаритов сглаживающих фильтров *LC*-типа в стабилизирующих ИВЭ с выходом на постоянном токе, выполиенных по структурной схеме на рис. 1-7, а также улучшения их динамических свойств является повышение частоты преобразования в регулируемом инверторе до нескольких десятков килогерц.

Следует также отметить, что при реализации такой функциональной схемы (рис. 1-7) гармонический состав пульсаций выходных напряжений постоянного тока в процессе регулирования будет изменяться, что в иекоторых практических случаях может оказаться нежелательным. Кроме того, для данной схемы характерио плохое использование силовых транзисторов в регулируемом инверторе по току и иапряжению — они должны выбнраться с учетом максимальных значений напряжения питания и потребляемого тока (соответствующего минимальному значению напряжеиия питания).

Индивидуальную стабилизацию каждого из выходных иапряжений в отдельности позволяют реализовать в ИВЭ функциональные схемы, изображенные иа рис. 1-8.

В схеме на рис. 1-8, *а* в каждую выходную цепь транзисторного инвертора включен свой регулируемый выпрямитель со сглаживающим фильтром *LC*-типа н схемой управления. В схеме на рис. 1-8, *б* выпрямитель выполняется нерегулируемым, а роль стабилизирующего устройства нграет маломощный стабилизатор переменного напряжения, выходное напряжение которого суммируется на входе выпрямителя с переменным напряжением, снимаемым с основиого выхода траизисторного инвертора.

Сигнал обратной связи измеияет ширину нмпульсов на выходе регулятора таким образом, чтобы напряжение на выходе выпрямителя оставалось неизменным при всех режимах работы радиоэлектронной аппаратуры.

В отличне от схемы на рис. 1-8, *а*, где регулируемый выпрямитель рассчитан на полную мощность нагрузкн ИВЭ, выходная

мощность регулируемого выпрямителя в схеме на рис. 1-8, *в* оказывается значительно меньшей, что приводит к уменьшению массы и габаритов сглаживающего фильтра. К недостаткам последней схемы следует отнести ее бóльшую сложность по сравнению со схемой, изображенной на рис. 1-8, *а*.

Все функциональные схемы, позволяющие реализовать индивидуальную стабилизацию каждого выходного напряжения ИВЭ в отдельности (рис. 1-8), при большом числе выходных цепей ИВЭ становятся неэффективными из-за значительного усложнения, увеличения массы и габаритов.

В этом случае, как было отмечено выше, целесообразно использовать функциональные схемы стабилизирующих ИВЭ с централизованной стабилизацией, включая дополнительные стабилизаторы лишь в те выходные цепи, в которых не удается обеспечить требуемую стабильность выходных напряжений.

В заключение данного параграфа отметим, что приведенные выше функциональные схемы (за исключением схемы на рис. 1-8, *в*) могут быть использованы для стабилизации выходных напряжений переменного тока, подаваемых непосредственно с выхода силового инвертора. При этом, естественно, отпадает необходимость в использовании выходных выпрямителей и сглаживающих фильтров, а регулируемый выпрямитель в схеме на рис. 1-8, *а* должен быть заменен регулятором переменного напряжения, рассчитанным на полный ток нагрузки.

В последующих главах настоящей книги будут кратко рассмотрены схемные различия и принципы действия основных функциональных узлов вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры и способы их ориентировочного расчета, доступного широким массам читателей.

ГЛАВА ВТОРАЯ.

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

2-1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковые диоды в источниках вторичного электропитания используются для преобразования переменного тока в постоянный; при этом диоды ведут себя как полупроводниковые неуправляемые ключи с односторонней проводимостью тока.

На рис. 2-1, *а* приведены вольт-амперные характеристики диодов, связывающие значения тока, протекающего через диод, и приложенного к нему напряжения. Ветвь *ОА* на рис. 2-1, *а* соответствует прямому включению диода (рис. 2-1, *б*), ветвь *ОБ* — обратному (рис. 2-1, *в*).

Резко выраженная нелинейность приведенных характеристик иллюстрирует одностороннюю проводимость полупроводниковых диодов — прямые токи через диод, как правило, во много раз превышают обратные.

К числу основных параметров полупроводниковых диодов относятся: максимально допустимый средний выпрямленный ток $I_{\text{вп.ср.макс}}$; максимально допустимый постоянный прямой ток диода $I_{\text{пр.макс}}$; прямое напряжение диода $U_{\text{пр}}$, измеренное на постоянном токе; максимально допустимое постоянное обратное напряжение $U_{\text{обр.макс}}$; максимальное значение постоянного обратного тока диода $I_{\text{обр.макс}}$, соответствующее $U_{\text{обр.макс}}$; максимальное значение частоты выпрямляемого напряжения f.

Важным параметром полупроводниковых диодов является также параметр, характеризующий качество переходных процессов их переключения при смене полярности питающего напряжения и инерционные свойства реальных диодов. Для выяснения физической сущности этого параметра рассмотрим процессы переключения

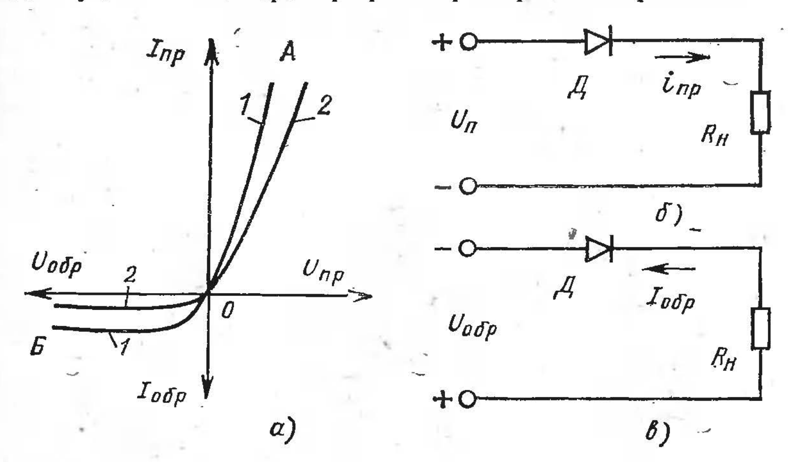


Рис. 2-1. Статические вольт-амперные (*а*) характеристики диодов (*1* — германиевого, *2* — кремниевого); схемы включения диода в случае прямой (*б*) и обратной (*в*) полярности питающего напряжения.

диода в схеме простейшего однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой (рис. 2-2, *а*) при скачкообразном изменении питающего напряжения.

Пусть в момент времени t_1 на входе выпрямителя скачком установилось прямое напряжение питания $U_{\text{п}}$. В силу инерционности диффузионного движения носителей заряда в диоде ток через него начинает нарастать не мгновенно, а спустя некоторое время — время задержки протекания тока (рис. 2-2, *б*). В течение времени задержки к диоду приложено полное напряжение, а рабочая точка на динамической вольт-амперной характеристике (рис. 2-2, *в*) перемещается из точки *О* в точку *1*. По мере нарастания тока через диод напряжение на нем уменьшается и рабочая точка на динамической характеристике перемещается из точки *1* в точку *2*. Точка *2* на рис. 2-2, *в* характеризует открытое состояние диода: через диод протекает ток нагрузки $I_{\text{пр}} = I_{\text{н}} \approx U_{\text{п}}/R_{\text{н}}$, а прямое напряжение на нем равно $U_{\text{пр}}$. Диод пропускает ток прямой поляр-

ности вплоть до момента t_2, когда полярность входного напряжения питания изменится на обратную.

Из-за инерционности своего движения носители заряда, накопленные вблизи границ *p-n* перехода, исчезнуть мгновенно не могут. Поэтому, несмотря на перемену знака входного напряжения, диод еще некоторое время продолжает оставаться открытым (точка *3* на рис. 2-2, *в*), и через него в обратном направлении протекает ток, примерно равный $I_н$. Этот ток обусловлен рассасыванием избыточных носителей заряда вблизи границ *p-n* перехода под действием обратного напряжения.

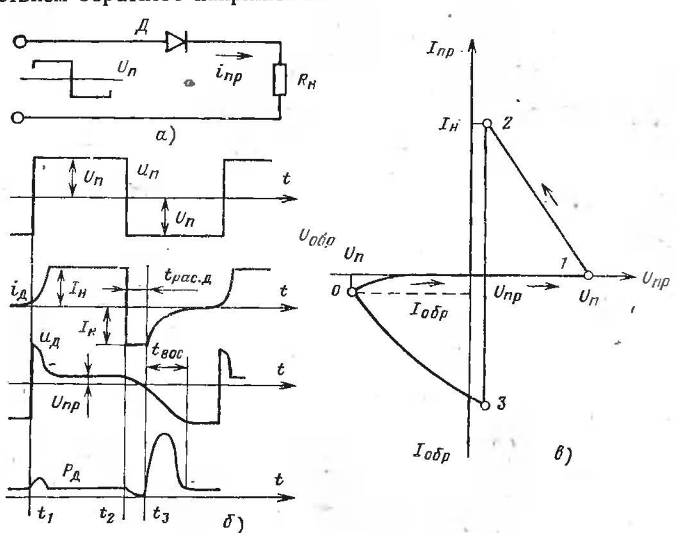


Рис. 2-2. Простейший выпрямитель на полупроводниковом диоде (*а*); осциллограммы, иллюстрирующие его работу (*б*); динамическая вольт-амперная характеристика полупроводникового диода (*в*).

В момент t_3 *p-n* переход диода закрывается, ток через него начинает уменьшаться, стремясь в пределе к установившемуся значению $I_{обр}$, определяемому статической вольт-амперной характеристикой диода (см. рис. 2-1, *а*).

Отрезок времени $t_{вос}$, в течение которого происходит спад импульса обратного тока, называется временем восстановления обратного сопротивления диода. Уменьшение обратного тока сопровождается возрастанием обратного напряжения на диоде до амплитудного значения $U_{обр} = -U_п$. Рабочая точка на динамической характеристике при этом перемещается в исходную точку *О*, и цикл выпрямления заканчивается.

Из рассмотрения процессов в простейшей схеме выпрямителя вытекает, что на этапах рассасывания избыточных носителей заряда в базе диода и восстановления его обратного сопротивления нарушается наше представление о диоде как об идеальном вентиле, не обладающем проводимостью в обратном направлении, кото-

рое лежит в основе существующих методов расчета выпрямителей.

Инерционные свойства полупроводниковых диодов характеризуются эффективным временем жизни избыточных носителей заряда ($t_{эф}$). Для рассмотренного выше случая длительность интервала рассасывания (см. рис. 2-2, *б*) $t_{рас.д} \approx 0,3\, t_{эф}$, а длительность времени восстановления обратного сопротивления диода

$$t_{вос} \approx t_{эф} \ln \frac{I_н}{2\,(n_0 - 1)\, I_{обр}},$$

где $n_0 \approx 2 \div 3$.

В том случае, когда $R_н = 0$ (что соответствует работе диода на источник э.д.с. или подключению конденсатора параллельно нагрузке), обратный ток через диод в момент его закрывания может во много раз превышать ток нагрузки (рис. 2-3). Амплитуда выброса обратного тока может быть уменьшена посредством умень-

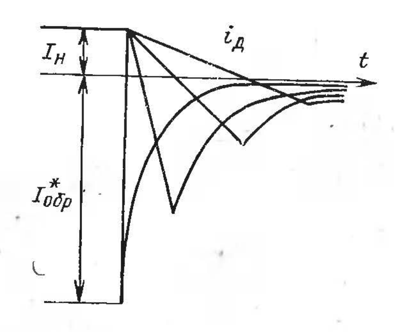


Рис. 2-3. Обратный ток через полупроводниковый диод на этапе рассасывания избыточных носителей заряда в его базовой области при $R_н = 0$.

шения скорости изменения тока через диод в интервале рассасывания избыточных носителей заряда внутри диода. Отметим, что при достаточно медленном изменении протекающего тока полупроводниковый диод в процессе своего переключения из открытого состояния в закрытое своих вентильных свойств не теряет. В этом случае импульсы обратного тока сравнительно большой амплитуды отсутствуют, а диод может рассматриваться как идеальный вентиль с односторонней проводимостью тока.

Данный режим работы диода имеет место при выпрямлении переменного напряжения синусоидальной формы и сравнительно низкой частоты (рис. 2-4).

Таким образом, к числу важнейших параметров полупроводниковых диодов в ряде случаев должно быть отнесено значение эффективного времени жизни избыточных неосновных носителей заряда, характеризующее инерционные свойства диодов. Однако до настоящего времени в справочниках по полупроводниковым приборам [2, 4, 5] такие данные отсутствуют.

Инерционность реальных полупроводниковых диодов обусловливает зависимость средних значений выпрямленного напряжения и тока, эффективного значения тока через диод и потерь мощности в нем от частоты выпрямляемого напряжения. Очевидно, что такая зависимость будет тем сильнее, чем больше эффективное время жизни избыточных неосновных носителей в диоде и чем ближе форма выпрямляемого напряжения к прямоугольной.

Так, например, при выпрямлении переменного напряження прямоугольной формы (рис. 2-2, *а*) зависимости средних значений выпрямленного тока $I_{вп.ср}$ и напряжения $U_{н.ср}$, эффективного значения тока через диод $I_{д.эф}$ и потерь мощности $P_д$ от частоты выпрямляемого напряжения f имеют следующий вид:

$$I_{вп.ср} \approx \frac{I_н}{2}\left(1 - t_{эф} f e^{-1/2 t_{эф} f}\right); \qquad (2\text{-}1)$$

$$U_{н.ср} = R_н I_{вп.ср}; \qquad (2\text{-}2)$$

$$I_{д.эф} \approx \frac{I_н}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + 0,25 t_{эф} f e^{-1/t_{эф} f}}; \qquad (2\text{-}3)$$

$$P_д \approx I_{д.эф} U_{пр} + 0,4 U_п I_н t_{эф} f. \qquad (2\text{-}4)$$

Графики частотных зависимостей $I_{вп.ср}$ и $U_{н.ср}$ для некоторых типов полупроводниковых диодов при выпрямлении ими переменного напряжения прямоугольной формы приведены на рис. 2-5. Графики на рис. 2-6 иллюстрируют зависимость температуры корпуса диода от частоты выпрямляемого напряжения.

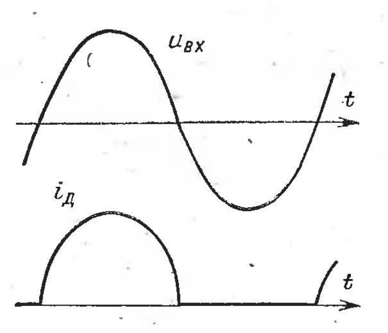
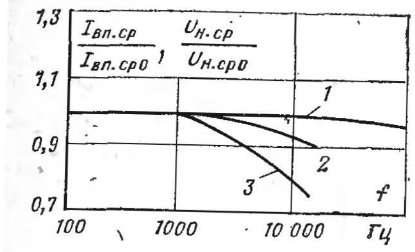
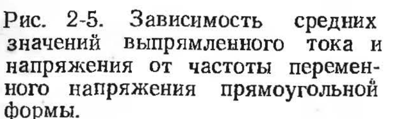


Рис. 2-4. Временные диаграммы, иллюстрирующие режим выпрямления полупроводниковым диодом переменного напряжения синусоидальной формы низкой частоты.

Для диодов, как и для всех полупроводниковых приборов, характерна сильная зависимость значений их параметров от температуры корпуса. Эта зависимость должна приниматься во внимание при разработке источников питания радиоэлектронной аппаратуры, предназначенных для работы в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды. Как отмечено в [2], постоянное прямое напряжение диода, вызванное протеканием через него прямого тока, при изменении температуры на 1°С изменяется примерно на 2 мВ. Увеличение температуры корпуса диода приводит при неизменном прямом токе к уменьшению постоянного прямого напряжения диода, уменьшение температуры — к увеличению этого напряжения.

От температуры корпуса диода сильно зависит обратный ток, протекающий через закрытый диод при приложении к нему обратного напряжения. Так, при увеличении температуры на каждые 10°С обратный ток германиевых диодов увеличивается приблизительно в 2 раза, а кремниевых диодов — в 2,5 раза.




Рис. 2-5. Зависимость средних значений выпрямленного тока и напряжения от частоты переменного напряжения прямоугольной формы.

1 — импульсные диоды типов Д310, КД204, КД213А, КД212А; *2* — силовые диоды малой и средней мощности типов Д205, Д210, Д237; *3* — мощные диоды типов Д215, Д232, Д233.

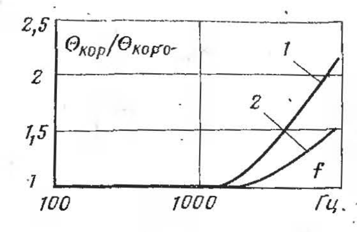


Рис. 2-6. Зависимость температуры корпуса диода от частоты выпрямляемого напряжения прямоугольной формы.

1 — диоды типа Д7Ж; *2* — диоды типа Д210.

2-2. Транзисторы

Транзисторы в ИВЭ используются либо в качестве усилительных элементов для усиления мощности сигналов постоянного (реже переменного) тока, либо в качестве управляемых полупроводниковых ключей, осуществляющих коммутацию постоянного тока в силовых цепях.

По способу подключения к транзистору источника входного сигнала $U_в$ и источника коллекторного напряжения $E_К$ различают транзисторные каскады с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК).

В каскаде с ОЭ общая шина источника входного сигнала и источника коллекторного напряжения подключена к эмиттеру транзистора, а нагрузка $R_н$ включена в цепь его коллектора (рис. 2-7). В каскаде с ОБ общая шина этих источников подключена к базе транзистора (рис. 2-8), а нагрузка по-прежнему включена в цепь его коллектора. В каскаде с ОК (рис. 2-9) нагрузка одним концом соединена с эмиттером транзистора, а к ее другому концу подключена общая шина источника входного сигнала и источника коллекторного напряжения.

Рассмотрим простейший каскад с ОЭ (рис. 2-7) в случае его работы на нагрузку активного характера.

Увеличение (уменьшение) напряжения эмиттер—база $\Delta U_{ЭБ}$ приводит к соответствующему увеличению (уменьшению) тока базы транзистора $\Delta I_Б$, а следовательно, к увеличению (уменьшению) тока эмиттера $\Delta I_Э$ и тока коллектора $\Delta I_К$:

$$\Delta I_К = h_{21Э}\,\Delta I_Б; \quad \Delta I_Э = (h_{21Э} + 1)\,\Delta I_Б,$$

где $h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи тока.

Изменение тока коллектора вызывает пропорциональное из-

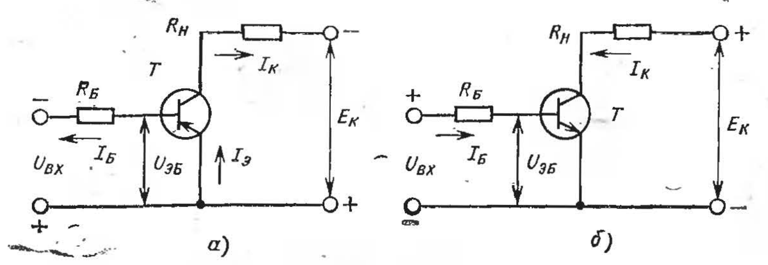


Рис. 2-7. Простейший транзисторный усилительный каскад с общим эмиттером на транзисторе *p-n-p* типа (*а*) и *n-p-n* типа (*б*).

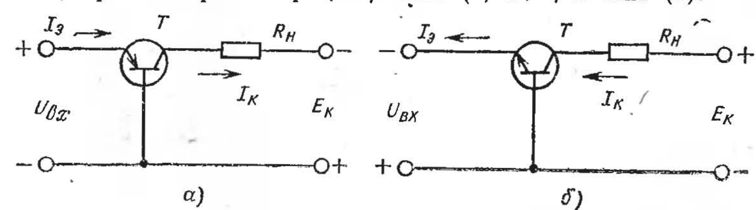


Рис. 2-8. Транзисторный каскад с общей базой на транзисторе *p-n-p* типа (*а*) и *n-p-n* типа (*б*).

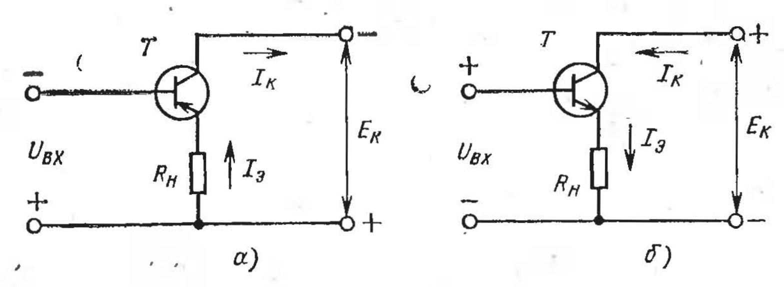


Рис. 2-9. Транзисторный каскад с общим коллектором на транзисторе *p-n-p* типа (*а*) и *n-p-n* типа (*б*).

менение напряжения на нагрузке и напряжения коллектор—эмиттер транзистора $\Delta U_{КЭ} = \Delta I_К R_н$.

Определив значения произведений $\Delta I_К \Delta U_{КЭ}$ и $\Delta I_Б \Delta U_{ЭБ}$ и вычислив их отношение, нетрудно получить коэффициент усиления транзисторного каскада по мощности $K_{уP}$:

$$K_{уP} = \frac{\Delta I_К \Delta U_{КЭ}}{\Delta I_Б \Delta U_{ЭБ}} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} \frac{\Delta I_К R_н}{\Delta I_Б h_{11Э}} = h_{21Э}^2 \frac{R_н}{h_{11Э}}, \quad (2\text{-}5)$$

где $h_{11Э} = \Delta U_{ЭБ} / \Delta I_Б$ — входное сопротивление транзистора.

Для мощных транзисторов при токах эмиттера, превышающих десятки—сотни миллиампер, $h_{11Э}$ составляет единицы—десятки ом, для маломощных транзисторов $h_{11Э}$ увеличивается до сотен ом.

При достаточно большом напряжении $E_К$ ($E_К \gg U_{ЭБ}$) сопротивление нагрузки $R_н$ может быть выбрано много большим $h_{11Э}$, что при $h_{21Э} \gg 1$ обусловливает сравнительно большое усиление сигнала по мощности даже в рассматриваемом случае простейшего транзисторного каскада.

Пример. Пусть $h_{21Э}=10$, $h_{11Э}=10$ Ом. При $R_н=100$ Ом коэффициент усиления рассматриваемого каскада по мощности составит:

$$K_{у_P} = 10^2 \cdot \frac{100}{10} = 1000.$$

Транзисторный усилительный каскад, изображенный на рис. 2-7, обладает наибольшим усилением по мощности, поскольку в нем происходит усиление входного сигнала как по напряжению, так и по току. По этой причине такой каскад получил наиболее широкое практическое применение в источниках вторичного электропитания.

Для каскада с общей базой, где входным током является ток эмиттера ($I_Э \approx I_К$), усиление входного сигнала по току отсутствует, а коэффициент усиления по мощности равен коэффициенту усиления по напряжению:

$$K_{у_P} \approx \frac{\Delta I_К R_н}{\Delta I_Э h_{11Б}} \approx R_н/h_{11Б}. \qquad (2\text{-}6)$$

Для каскада с общим коллектором входной сигнал усиливается только по току ($U_{вх} \approx U_и$), а коэффициент усиления по мощности равен:

$$K_{у_P} \approx \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} = h_{21К}. \qquad (2\text{-}7)$$

Отметим, что в отличие от транзисторного каскада с ОЭ каскад с ОБ обладает лучшими частотными характеристиками, а каскад с ОК — значительно бо́льшим входным сопротивлением.

По способу переноса неосновных носителей заряда через область базы транзисторы разделяются на бездрейфовые и дрейфовые. В первых движение неосновных носителей, инжектированных эмиттерным переходом в область базы, происходит только в результате их диффузии (внутреннее электрическое поле в базовой области отсутствует). В дрейфовых транзисторах наряду с диффузией носителей в области базы происходит их перенос под действием внутреннего электрического поля, существующего в базовой области.

Бездрейфовые транзисторы являются более низкочастотными и инерционными по сравнению с дрейфовыми. Они получили практическое использование в современных ИВЭ в качестве регулирующих элементов непрерывных стабилизаторов напряжения постоянного тока и в усилителях постоянного тока, а также в качестве силовых переключающих элементов низкочастотных ИВЭ.

Дрейфовые транзисторы в основном используют в качестве

силовых переключающих элементов высокочастотных ИВЭ. Практически все силовые кремниевые транзисторы, выпускаемые отечественной промышленностью, являются дрейфовыми. Так как использование транзисторов в качестве силовых переключающих элементов ИВЭ связано с некоторыми специфическими особенностями, рассмотрим режим переключения транзистора в схеме с ОЭ (см. рис. 2-7). Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие данный режим, приведены на рис. 2-10.

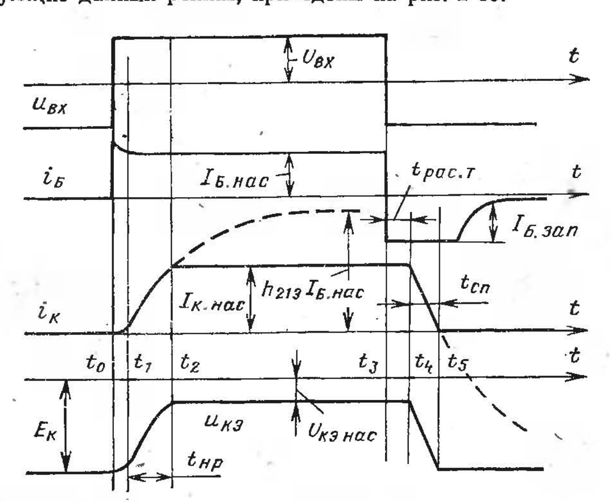


Рис. 2-10. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу транзистора в режиме переключений.

Пусть в момент t_0 к ранее закрытому транзистору прикладывается управляющий сигнал открывающей полярности. В течение некоторого времени (до момента t_1) эмиттерный переход транзистора закрыт, ток его коллектора мал, а ток базы примерно равен току эмиттера.

По мере накопления носителей заряда вблизи эмиттерного *p-n* перехода напряжение обратной полярности на нем уменьшается, и в момент t_1 эмиттерный *p-n* переход открывается. Интервал времени t_0—t_1 получил название времени задержки протекания коллекторного тока. Ввиду относительной малости данного интервала (обычно она не превышает долей мкс) его, как правило, не учитывают при рассмотрении процессов переключения транзисторов в источниках электропитания.

Начиная с момента t_1, ток в цепи коллектора транзистора нарастает по закону

$$i_К = I_{Б\,нас}\, h_{21Э} \left(1 - e^{-t/\tau_т}\right), \qquad (2\text{-}8)$$

стремясь в пределе (при $t \to \infty$) к своему установившемуся значению $I_{Б\,нас}\, h_{21Э}$.

В выражении (2-8) $\tau_т$ — постоянная времени коллекторной цепи транзистора, равная

$$\tau_{т} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21}}} + h_{21Э} R_{н} C_{к}, \qquad (2\text{-}9)$$

где $f_{h_{21}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока транзистора; $C_{к}$ — емкость его коллекторного *p-n* перехода.

В качестве примера на рис. 2-11 приведены частотные характеристики двух наиболее мощных силовых транзисторов: дрейфо-

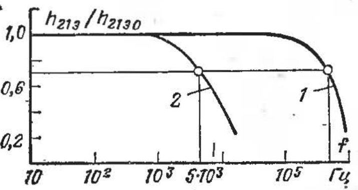


Рис. 2-11. Частотные характеристики мощных транзисторов.
1 — дрейфового (типа КТ908А); *2* — бездрейфового (типа П210).

вого транзистора типа КТ908А (кривая *1*) и бездрейфового транзистора типа П210 (кривая *2*). По оси ординат на рис. 2-11 отложено значение $h_{21э}/h_{21э0}$, где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока транзистора в режиме малого сигнала, на высокой частоте $h_{21э0}$ — значение $h_{21э}$ при низких частотах усиливаемого сигнала ($f \leqslant 100$ Гц).

Под предельной частотой коэффициента передачи тока транзистора $f_{h_{21}}$ понимается такое значение частоты входного сигнала, при котором модуль коэффициента передачи тока $|h_{21э}|$ уменьшается на 3 дБ относительно своего значения при малых частотах. Для транзисторов, частотные характеристики которых приведены на рис. 2-11, значения $f_{h_{21}}$ равны: для дрейфового транзистора КТ908А $f_{h_{21}} \approx 500$ кГц; для бездрейфового транзистора П210 $f_{h_{21}} \approx 5{,}0$ кГц.

Коллекторный *p-n* переход любого транзистора, смещенный в обратном направлении приложенным к нему напряжением обратной полярности $E_{к}$, представляет собой конденсатор с емкостью $C_{к}$. Емкость $C_{к}$ у мощных транзисторов может достигать несколько сотен пикофарад и в некоторых случаях заметно ограничивает скорость нарастания тока через открывающийся транзистор.

Пример. Пусть $C_{к} = 500{,}0$ пФ; $h_{21Э} = 20$; $R_{н} = 100$ Ом. Тогда при $f_{h_{21}} = 500$ кГц значение $\tau_{т}$ в соответствии с формулой (2-9) равно $\tau_{т} \approx (0{,}32 + 1{,}0) \cdot 10^{-6}$ с $= 1{,}32$ мкс. В данном случае постоянная времени коллекторной цепи на 76% определяется емкостью коллекторного *p-n* перехода. При $f_{h_{21}} = 5$ кГц $\tau_{т} = (32 + 1{,}0) \times 10^{-6}$ с $= 33$ мкс, т. е. вклад емкости коллекторного *p-n* перехода в постоянную времени $\tau_{т}$ составляет всего 3%.

Таким образом, емкость коллекторного *p-n* перехода транзистора тем сильнее замедляет скорость нарастания тока через транзистор, чем лучшими частотными свойствами он обладает (выше $f_{h_{21}}$), больше его коэффициент передачи тока и меньше нагрузка в его коллекторной цепи. В режиме короткого замыкания в коллекторной цепи транзистора ($R_{н} = 0$) влиянием $C_{к}$ можно пренебречь.

Наряду с быстродействием важным параметром транзистора

как ключевого элемента схем источников вторичного электропитания является падение напряжение на нем в открытом состоянии. Чем меньшим оказывается падение напряжения на открытом транзисторе, тем меньшими будут потери мощности в нем, тем выше к.п.д. ИВЭ и меньше масса и габариты радиатора, отводящего тепло от данного транзистора.

Наименьшее падение напряжения на открытом транзисторе обеспечивает режим его насыщения. Для обеспечения режима насыщения транзистора необходимо выполнение условия

$$I_{Б\,нас}\,h_{21Э} > \frac{E_К}{R_н} = I_{К\,нас}.$$

В этом случае коллекторный ток открывающегося транзистора, увеличиваясь в соответствии с выражением (2-8), в момент t_2 (см. рис. 2-10) достигает значения $I_{К\,нас}$, после чего он остается постоянным в течение времени действия положительного управляющего сигнала, т. е. до момента t_3.

Длительность времени нарастания импульса тока коллектора (t_1—t_2), вычисленная по формуле (2-8), равна:

$$t_{нр} \approx \tau_т \ln \frac{h_{21Э}\, I_{Б\,нас}}{h_{21Э}\, I_{Б\,нас} - I_{К\,нас}}. \qquad (2\text{-}10)$$

Обозначив отношение $h_{21Э}\, I_{Б\,нас}/I_{К\,нас}$ через коэффициент насыщения $K_{нас}$, получим:

$$t_{нр} = \tau_т \ln \frac{K_{нас}}{K_{нас} - 1}. \qquad (2\text{-}11)$$

Транзистор в режиме насыщения лишается своих усилительных свойств — ток его коллектора практически не зависит от тока базы. Падение напряжения между электродами эмиттера и коллектора $U_{КЭ_{нас}}$ практически постоянно и, как правило, не превышает долей вольта.

Отметим, что при сравнительно неглубоком насыщении ($K_{нас}$ не более 1,5) падение напряжения на открытом транзисторе возрастает по мере приближения к границе режима насыщения ($I_{Б\,нас}\, h_{21Э} = I_{К\,нас}$). На рис. 2-12 в качестве примера приведены зависимости $U_{КЭ_{нас}}$ от значения коэффициента насыщения $K_{нас}$ для некоторых силовых транзисторов, используемых в ИВЭ.

Рассмотрим процессы, происходящие при закрывании транзистора в результате скачкообразного изменения полярности управляющего сигнала (рис. 2-10). Пусть в момент t_3 входной сигнал, а следовательно, и ток базы транзистора скачком изменили свою полярность на обратную. При этом начинается рассасывание избыточных носителей заряда в области базы транзистора, причем вплоть до момента выхода транзистора из режима насыщения его коллекторный ток изменяться не будет.

После окончания процесса рассасывания транзистор выходит из режима насыщения и вновь приобретает свои усилительные свойства.

Длительность интервала рассасывания $t_{рас.т}$ может быть определена для данного случая по формуле [3]:

$$t_{рас.т} = \tau_р \ln \frac{I_{Б\,нас} - I_{Б\,зап}}{\frac{I_{К\,нас}}{h_{21Э}} - I_{Б\,зап}}, \qquad (2\text{-}12)$$

где $\tau_р$ — постоянная времени рассасывания.

В ИВЭ часто выполняется условие $I_{Б\,нас} = -I_{Б\,зап}$, при этом формула (2-12) упрощается:

$$t_{рас.т} = \tau_р \ln \frac{2K_{нас}}{K_{нас}+1}.$$

Накопление и рассасывание избыточных неосновных носителей заряда в области базы транзистора, связанные с обеспечением режима его насыщения и выходом из него, в значительной степени определяют инерционность транзистора и ограничивают быстродействие транзисторных ключевых каскадов. Для достижения наименьших потерь мощности в транзисторном каскаде и увеличения его к.п.д. необходимо увеличивать глубину насыщения транзистора, однако это приводит к усилению его инерционных свойств.

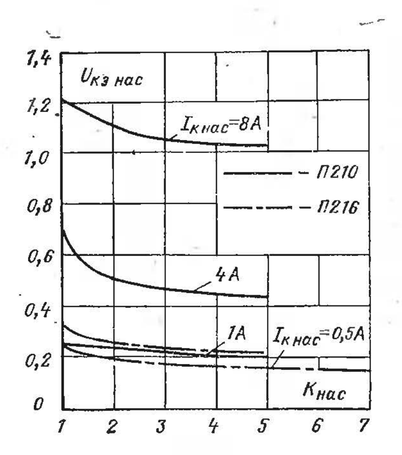


Рис. 2-12. Зависимость падения напряжения на насыщенном транзисторе от коэффициента его насыщения.

После окончания процесса рассасывания начинается спад тока коллектора транзистора, сопровождающийся увеличением напряжения на его коллекторе. Закон изменения коллекторного тока транзистора при неизменном токе базы $I_{Б\,зап}$ имеет вид:

$$i_К = I_{Б\,зап}\,h_{21Э} + (I_{К\,нас} - I_{Б\,зап}\,h_{21Э})\,e^{-t/\tau_т}. \qquad (2\text{-}13)$$

В выражении (2-13) время для удобства отсчитывается от момента выхода транзистора из режима насыщения. Длительность спада импульса тока коллектора, т. е. интервала t_4—t_5 (см. рис. 2-10), в течение которого ток $i_К$ уменьшается до нулевого значения, в соответствии с формулой (2-13) равна:

$$t_{сп} = \tau_т \ln \frac{I_{К\,нас} - I_{Б\,зап}\,h_{21Э}}{I_{Б\,зап}\,h_{21Э}}. \qquad (2\text{-}14)$$

Формула (2-14) справедлива при $I_{Б\,зап}$ больше (0,1—0,2) $I_{К\,нас}$.

Основными параметрами транзисторов, характеризующими их работу в режиме переключений, являются максимально допустимый

ток коллектора в режиме насыщения $I_{К\,макс}$, падение напряжения между электродами эмиттера и базы $U_{ЭБ\,нас}$, эмиттера и коллектора $U_{КЭ\,нас}$ насыщенного транзистора, максимально допустимый ток базы $I_{Б\,макс}$ (эти параметры характеризуют открытое состояние транзистора); максимально допустимые напряжения эмиттер—база $U_{ЭБ\,макс}$, коллектор—эмиттер $U_{КЭ\,макс}$, т. е. параметры, характеризующие закрытое состояние транзистора; статический коэффициент передачи тока $h_{21Э}$, предельная частота коэффициента передачи тока $f_{h_{21}}$, емкость коллекторного *p-n* перехода $C_к$, постоянная времени рассасывания $\tau_р$ — параметры, характеризуюшие импульсные свойства транзистора.

Статические параметры транзисторов, характеризующие их открытое и закрытое состояния, обычно приводятся в справочниках и технических условиях на транзисторы. Что же касается импульсных параметров транзисторов, то они, как правило, в справочниках не приводятся, а определяются экспериментально при исследовании простейших транзисторных каскадов.

Для силовых бездрейфовых транзисторов, как показано выше, $\tau_т$ в основном определяется значением предельной частоты $f_{h_{21}}$, так как влиянием емкости коллекторного *p-n* перехода в этом случае можно пренебречь. Предельная частота коэффициента передачи тока транзисторов типов П213—П217 и П210 составляет примерно 3—5 кГц, транзисторов типов ГТ403А—ГТ403И — 8 кГц, транзисторов типов МП26, МП26Б — 10—15 кГц.

Постоянная времени рассасывания $\tau_р$ определяется в схеме, изображенной на рис. 2-7. При подаче в цепь базы транзистора импульсов тока прямоугольной формы измеряется длительность интервала рассасывания $t_{рас.т}$, а затем по формуле (2-12) находится $\tau_р$. Для приближенных расчетов процессов рассасывания избыточных неосновных носителей заряда в области базы бездрейфовых транзисторов можно предполагать, что $\tau_р \approx \tau_т \approx 1/2\pi f_{h_{21}}$.

Для силовых дрейфовых транзисторов значения $C_к$ и $\tau_р$ рассчитываются по формулам (2-8), (2-9) и (2-12). Входящие в данные формулы $\tau_т$ и $t_{рас.т}$ определяются по экспериментальным осциллограммам тока коллектора транзистора, включенного в схему, изображенную на рис. 2-7. При определении $\tau_т$ и $h_{21Э}$ открытый транзистор должен находиться на границе режима насыщения, для чего его ток базы должен быть таким, чтобы напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора составляло примерно 2—2,5 В.

Особую группу транзисторов образуют однопереходные транзисторы (ОПТ), иногда называемые двухбазовыми диодами. Они являются переключающими приборами, находят практическое применение в схемах управления тиристорных регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока и регулируемых (стабилизирующих) выпрямителей, в импульсных генераторах и устройствах защиты.

Вольт-амперная характеристика ОПТ и схема его включения приведены на рис. 2-13.

В диапазоне малых значений напряжения на входе ОПТ ($u_Э$) единственный *p-n* переход ОПТ закрыт под действием падения напряжения на базовой области, расположенной между эмиттером

(Э) и базовым электродом $Б_1$ (рис. 2-13, *а*). Значение последнего зависит от тока $I_{ББ}$, протекающего через обе базы.

При увеличении $u_Э$ *p-n* переход ОПТ смещается в прямом направлении, а при $U_Э = U_{вкл}$ (кривая *1* на рис. 2-13, *б*) происходит резкое открывание ОПТ. Через его эмиттер и сопротивление нагрузки $R_н$ начинает протекать большой ток, определяемый значениями $U_Э$ и $R_н$. Дальнейшее увеличение $u_Э$ сопровождается резким увеличением тока через ОПТ — последний ведет себя аналогично открытому полупроводниковому диоду.

Вольт-амперная характеристика ОПТ (кривая *1* на рис. 2-13, *б*) имеет ярко выраженный участок отрицательного сопротивления

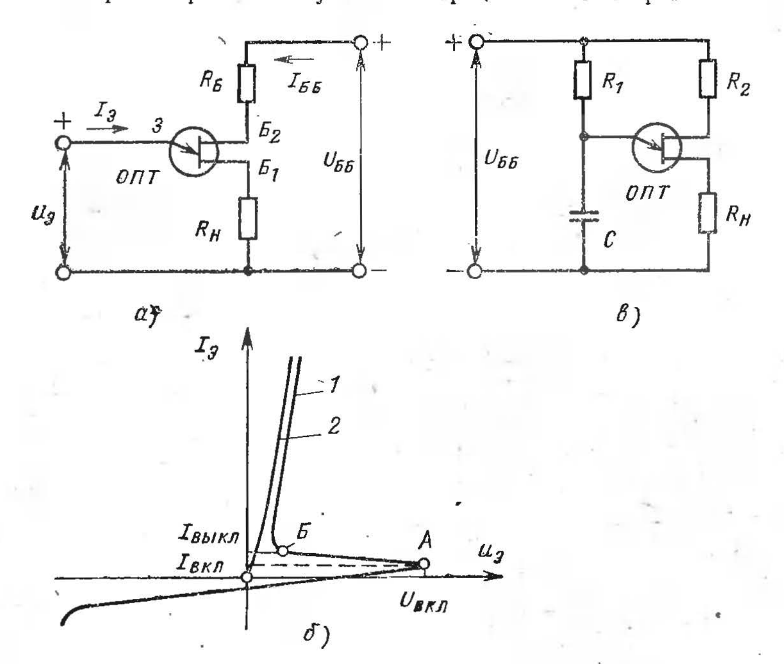


Рис. 2-13. Простейшая схема включения однопереходного транзистора *ОПТ* (*а*), его вольт-амперные характеристики (*б*), схема импульсного генератора на *ОПТ* (*в*).

АБ, что характерно для переключающих полупроводниковых приборов с внутренней положительной обратной связью. При разрыве цепи тока $I_{ББ}$ (отключенном электроде $Б_2$) ОПТ подобен диоду, его вольт-амперная характеристика соответствует кривой *2* на рис. 2-13, *б*. Для выключения ОПТ необходимо уменьшить ток, протекающий через его эмиттер, до некоторого значения $I_{выкл}$.

Ниже в качестве справочных данных приводятся основные параметры ОПТ типов КТ117А—КТ117Г, выпускаемых отечественной промышленностью [5]. Максимальное значение импульса эмиттерного тока 1 А при длительности импульса до 10 мкс и скважности

импульсов свыше 200. Максимально допустимая рассеиваемая мощность — 300 мВт при температуре окружающей среды до +35°С. При более высоких температурах окружающей среды максимально допустимое значение рассеиваемой мощности $P_{макс}$ определяется по формуле $P_{макс} = 3\ (130 - \overset{\circ}{t}_{окр})$, где $\overset{\circ}{t}_{окр}$ — температура окружающей среды.

При температурах среды до +35°С максимальное значение постоянного тока через эмиттер ОПТ равно 50 мА, максимально допустимое значение напряжений между эмиттером и базой $Б_1$, между обеими базами $Б_1$ и $Б_2$ равно 30 В, максимальное значение частоты генерации импульсов — 200 кГц.

Сопротивление между базами $Б_1$ и $Б_2$ для КТ117А и КТ117Б составляет 4—9 кОм, для КТ117В и КТ117Г — 8—12 кОм. Ток включения ($I_{вкл}$) не превышает 20 мкА, ток выключения ($I_{выкл}$) — 1 мА.

В качестве примера практического использования ОПТ на рис. 2-13, *в* приведена типовая схема импульсного генератора с прибором данного типа. Здесь на вход ОПТ включена интегрирующая цепь R_1C. В процессе заряда конденсатора C напряжение на нем увеличивается вплоть до момента открывания ОПТ. При этом конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки, после чего ОПТ закрывается. Процессы заряда и разряда конденсатора носят периодический характер, а на сопротивлении $R_н$ появляются периодические импульсы напряжения. Данный генератор широко используют в цепях управления тиристорами.

Весьма многочисленную группу транзисторов образуют полевые транзисторы. По сравнению с обычными (биполярными) транзисторами, рассмотренными выше, полевые транзисторы обладают рядом преимуществ — гораздо бо́льшим быстродействием, высоким входным сопротивлением, бо́льшими коэффициентами усиления и малыми потерями в цепях управления. Однако, несмотря на это, в современных ИВЭ транзисторы данного вида в настоящее время получили весьма ограниченное применение в качестве силовых полупроводниковых приборов. Причина этого заключается в малой мощности полевых транзисторов, серийно выпускаемых отечественной промышленностью. Кроме того, в настоящее время они являются остро дефицитными и потому практически недоступными для широких масс радиолюбителей.

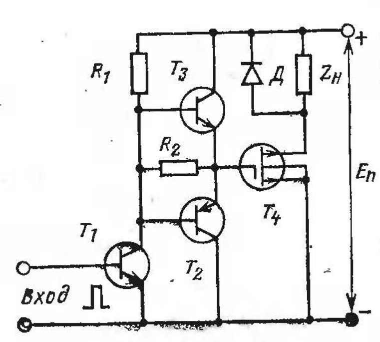


Рис. 2-14. Силовой каскад на полевых транзисторах.

В [8] отмечено, что полевые транзисторы могут рассматриваться как перспективные полупроводниковые приборы, применение которых в ИВЭ позволит заметно улучшить характеристики последних. Предполагается, что наибольший энергетический выигрыш дает применение полевых транзисторов в силовых каскадах с большой кратностью изменения тока нагрузки.

В качестве примера выполнения силового каскада на полевых транзисторах на рис. 2-14 приведена схема импульсного регулятора, описанная в [9]. Здесь си-

ловой МДП-транзистор T_4 реализован путем параллельного соединения 100 маломощных МДП-транзисторов с индуцированным n-каналом, каждый из которых допускает протекание тока 200 мА и выдерживает напряжение между его стоком и истоком 50 В.

При коммутации транзистора T_1 затвор МДП-транзистора поочередно подключается с помощью транзисторов T_2 и T_3 то к положительному, то к отрицательному полюсу источника питания. При этом коллекторные токи данных транзисторов обеспечивают быстрый перезаряд входной емкости силового МДП-транзистора. Регулятор при $U_п$ =30 В обеспечивает в нагрузке ток до 4 А; номинальное значение тока нагрузки 1 А.

По мнению автора настоящей книги, вопрос о широком практическом использовании полевых транзисторов в ИВЭ может быть поставлен только в условиях разработки и серийного промышленного выпуска достаточно широкой номенклатуры мощных приборов данного типа. Описанный выше способ создания мощных полевых транзисторов посредством параллельного включения нескольких десятков маломощных приборов не может быть рекомендован массам радиолюбителей, на которых рассчитана настоящая книга.

2-3. Тиристоры

Тиристоры в ИВЭ используются как силовые управляемые электронные ключи, осуществляющие коммутацию электрических цепей как постоянного, так и переменного тока. Тиристор в отличие от транзистора обладает внутренней положительной обратной связью, вследствие чего он не требует расхода энергии источника управляющих сигналов для поддержания его открытого состояния.

В зависимости от характеристик и принципа действия различают следующие основные типы тиристоров: диодные тиристоры, триодные тиристоры, триодные запираемые тиристоры, симметричные триодные тиристоры, фототиристоры и т. п.

Диодные тиристоры являются простейшими полупроводниковыми приборами данного типа. Их переключение из закрытого в открытое состояние происходит при приложении к ним прямого напряжения $U_{пр}$ (рис. 2-15, *а*), превышающего значение напряжения открывания $U_{от.и}$. Триодные тиристоры (на практике для их обозначения часто используется термин «тиристоры») в отличие от диодных тиристоров имеют цепь управления (рис. 2-15, *б*), которая позволяет включать их подачей маломощного импульса управляющего тока $I_у$ длительностью 10—20 мкс. Диодные и триодные тиристоры являются полупроводниковыми приборами с односторонней проводимостью тока — при приложении к ним напряжения обратной полярности они переключаются в закрытое состояние. Закрывание таких тиристоров может быть осуществлено также посредством уменьшения тока в цепи нагрузки ниже некоторого определенного значения, называемого удерживающим током.

В отличие от обычных триодных тиристоров запираемые триодные тиристоры могут закрываться посредством подачи в цепь управляющего электрода импульса запирающего тока.

Симметричные триодные тиристоры представляют собой управляемые полупроводниковые приборы с двухсторонней проводимостью тока. При подаче в цепь управления импульса управляю-

щего тока такие тиристоры переключаются в открытое состояние независимо от полярности питающего напряжения (рис. 2-15, *в*).

Отличие свойств обыкновенных и симметричных триодных тиристоров иллюстрировано на рис. 2-16 осциллограммами токов в схемах, изображенных на рис. 2-15, *б* и *в*. Данные осциллограммы соответствуют случаю переменного питающего напряжения (рис. 2-16, *а*) и подаче импульса управляющего тока спустя время $t_{отк}$ после прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение. Форма тока нагрузки на рис. 2-16, *б* имеет место для обыкновенного триодного тиристора в схеме, изображенной на рис. 2-15, *б*; для симметричного триодного тиристора в схеме, изображенной на рис. 2-15, *в*, форма тока нагрузки приведена на рис. 2-16, *в*.

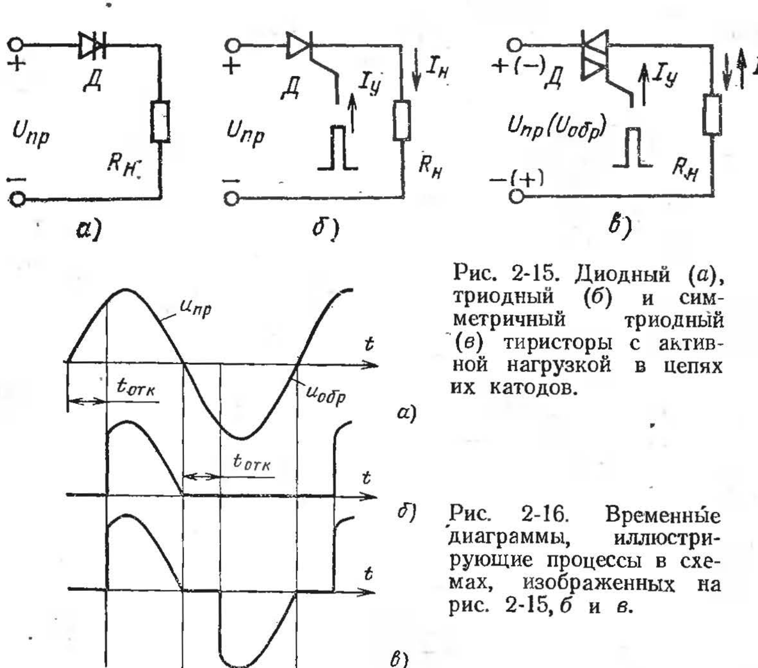


Рис. 2-15. Диодный (*а*), триодный (*б*) и симметричный триодный (*в*) тиристоры с активной нагрузкой в цепях их катодов.

Рис. 2-16. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схемах, изображенных на рис. 2-15, *б* и *в*.

Фототиристоры относятся к классу светочувствительных приборов. Они во многом сходны с триодными тиристорами и управляются как с помощью импульсов тока в цепи управления, так и с помощью импульсов света, попадающих внутрь прибора через специальное стеклянное окно в их корпусе.

Как полупроводниковые переключающие приборы тиристоры характеризуются следующими параметрами [4]: $I_{вкл}$ — ток включения, т. е. ток в цепи нагрузки, необходимый для переключения тиристора из закрытого состояния в открытое. При токах нагрузки, меньших $I_{вкл}$, тиристор не открывается при подаче импульса управления; $I_{уд}$ — удерживающий ток, т. е. ток в цепи нагрузки,

достаточный для поддержания тиристора в открытом состоянии при заданном режиме цепи управления; $U_{откр}$ — напряжение между анодом и катодом тиристора в его открытом состоянии при заданном токе нагрузки; $I_{у.от}$ — постоянный отпирающий ток управляющего электрода, при котором обеспечивается переключение тиристора из закрытого состояния в открытое; $I_{у.от.и}$ — импульсный отпирающий ток управляющего электрода; $U_{у.от}$ — постоянное напряжение на управляющем электроде, соответствующее отпирающему току управляющего электрода; $U_{у.от и}$ — импульсное отпирающее напряжение; $U_{у.неот}$ — неотпирающее напряжение на управляющем электроде, т. е. максимальное значение напряжения на управляющем электроде, которое не вызывает переключения тиристора из закрытого состояния в открытое; $U_{неот.и}$ — импульсное неотпирающее напряжение; $U_{от и}$ — импульсное отпирающее напряжение, т. е. минимальное значение амплитуды импульса напряжения в цепи нагрузки, которое обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое; $I_{у.з.и}$ — импульсный запирающий ток управляющего электрода, обеспечивающий переключение тиристора из открытого состояния в закрытое при заданном токе нагрузки; $U_{у.з.и}$ — импульсное запирающее напряжение на управляющем электроде, соответствующее $I_{у.з.и}$; $t_{выкл}$ — время выключения, т. е. интервал между моментом, когда ток нагрузки тиристора уменьшается до нуля, и моментом, когда напряжение на аноде тиристора проходит через нулевое значение после приложения импульса питающего напряжения в цепи нагрузки, не приводящего к самопроизвольному открыванию тиристора; $t_{вкл}$ — время включения тиристора; $P_{ср.макс}$ — максимально допустимая рассеиваемая мощность; $P_{у.ср.макс}$ — максимально допустимая средняя мощность на управляющем электроде; $P_{у.и.макс}$ — максимально допустимая импульсная мощность на управляющем электроде; $I_{откр.макс}$ — максимально допустимый постоянный ток в открытом состоянии; $I_{откр.и.макс}$ — максимально допустимый импульсный ток в открытом состоянии; $U_{пр.зкр.макс}$ — максимально допустимое постоянное напряжение прямой полярности в закрытом состоянии тиристора; $U_{пр.зкр.и.макс}$ — максимально допустимое импульсное прямое напряжение в закрытом состоянии тиристора; $U_{обр.макс}$ — максимально допустимое постоянное обратное напряжение; $I_{пр.у.макс}$ — максимально допустимый постоянный ток управляющего электрода; $I_{пр.у.и.макс}$ — максимально допустимый импульсный прямой ток управляющего электрода; $U_{обр.у.макс}$ — максимально допустимое постоянное обратное напряжение на управляющем электроде; $I_{з.макс}$ — максимально допустимый постоянный запираемый ток, т. е. наибольшее значение тока нагрузки, с которого допускается запирание тиристора по цепи управляющего электрода; $\left|\frac{dU_{зкр}}{dt}\right|_{макс}$ — максимально допустимая скорость нарастания питающего напряжения на закрытом тиристоре.

Для надежного включения тиристоров в ИВЭ необходимым

условием является обеспечение требуемого режима работы цепи его управления.

На рис. 2-17 приведены предельно возможные входные характеристики тиристоров одного и того же типа (*OA* и *OB*), связывающие значения тока через управляющий электрод тиристора с приложенным к нему напряжением. Сверху эти характеристики ограничены линией *AC*, характеризующей предельно допустимое прямое напряжение на управляющем электроде, и кривой *CD*, характеризующей предельно допустимую мощность, рассеиваемую на управляющем электроде. Ограничивающая линия *DB* соответствует предельно допустимому току управляющего электрода $I_{пр.у.макс}$. Область входных характеристик, ограниченная показанными на рис. 2-17 линиями, называется предпочтительной областью управления.

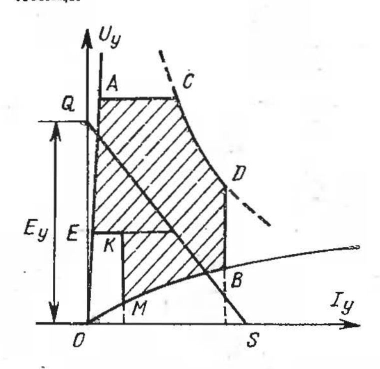


Рис. 2-17. Входные характеристики тиристоров.

При работе тиристора в условиях широкого изменения температуры окружающей среды зона возможных управляющих сигналов сужается. В качестве примера на рис. 2-17 изображены ограничивающие линии: *EK*, характеризующие минимальное напряжение на управляющем электроде, необходимое для открывания тиристора при самом низком из возможных значений температуры окружающей среды, и *KM*, характеризующая минимальный ток, необходимый для открывания тиристора при минимальной температуре окружающей среды. Основная задача цепи управления тиристора заключается в создании такого режима, который в области входных вольт-амперных характеристик соответствует точке, лежащей внутри области *ACDBMKE*.

На рис. 2-18 показана схема цепи управления тиристора, которая включает в себя источник управляющих сигналов $E_у$ и резистор *R*, ограничивающий ток управления. Характеристика данной

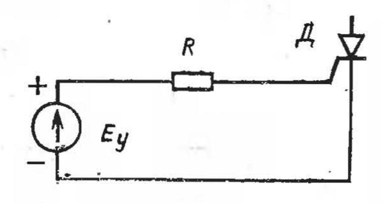


Рис. 2-18. Простейшая схема цепи управления тиристора.

цепи управления имеет вид прямой линии QS на рис. 2-17. Отрезок OQ соответствует э.д.с. источника управляющих сигналов при отключенном управляющем электроде тиристора, отрезок OS соответствует току управления при коротком замыкании входной цепи тиристора. Если э.д.с. источника управляющих сигналов изменяется во времени, то прямая QS на рис. 2-17 перемещается параллельно самой себе, достигая некоторого предельного положения при амплитудном значении управляющего сигнала. Изменяя сопротивление резистора R, можно изменять наклон линии QS, т. е. изменять режим работы цепи управления тиристора.

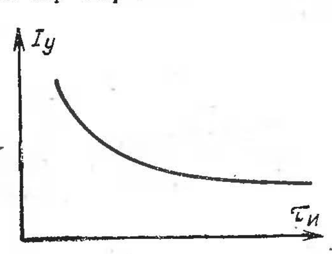


Рис. 2-19. Зависимость требуемой амплитуды импульсов управляющего тока от их длительности.

При управлении тиристором от генератора импульсов необходимо учитывать зависимость требуемой амплитуды импульсов управляющего тока от их длительности, которая имеет вид, показанный на рис. 2-19. Управление тиристором с помощью коротких (20—50 мкс) импульсов управляющего тока целесообразно осуществлять в случае активной нагрузки в силовой цепи тиристора. При индуктивно-активной нагрузке, когда ток в силовой цепи тиристора нарастает сравнительно медленно, для управления тиристором рекомендуется использовать достаточно широкие импульсы управляющего тока. Это относится также и к тиристорам, работающим в схемах регулируемых выпрямителей.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ.

РЕГУЛЯТОРЫ И СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3-1. Принцип действия основных схем однофазных регуляторов

Под регуляторами (стабилизаторами) напряжения переменного тока понимаются преобразовательные устройства, которые при питании от сети переменного тока обеспечивают на выходе регулируемое (стабилизированное) напряжение переменного тока той же частоты. В качестве силовых элементов, осуществляющих такое регулирование, используются как магнитные усилители, так и полупроводниковые приборы, в первую очередь — тиристоры.

Схема простейшего магнитного усилителя, широко используемая на практике, показана на рис. 3-1, *а*. Магнитный усилитель выполнен на двух идентичных магнитопроводах *А* и *Б*. Первичные обмотки $w_р$ и $w_р'$, называемые рабочими обмотками, соединены

друг с другом последовательно согласно (точкой условно обозначено начало каждой обмотки) и включены последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$ в цепь источника переменного тока. Вторичные обмотки усилителя (обмотки управления) $w_у$ и $w_у'$ включены последовательно встречно в цепь источника постоянного тока с напряжением $U_у$. Часто подобные магнитные усилители выполняют с одной общей обмоткой управления, которая одновременно охватывает оба магнитопровода.

Использование двух идентичных магнитопроводов в магнитном усилителе позволяет устранить трансформаторную обратную связь между первичным источником питания и цепью управления, так как при ненасыщенных магнитопроводах *А* и *Б* переменные напряжения, наводимые в каждой из обмоток управления, в любой момент времени взаимно вычитаются и не вызывают переменного тока в управляющей цепи.

Для рассмотрения основных свойств магнитного усилителя (рис. 3-1, *а*) вначале пренебрегаем влиянием его тока холостого хода, т. е. будем считать, что оба магнитопровода имеют идеальную прямоугольную кривую намагничивания, а гистерезис отсутствует (рис. 3-1, *б*). Для того, чтобы в цепи управления магнит-

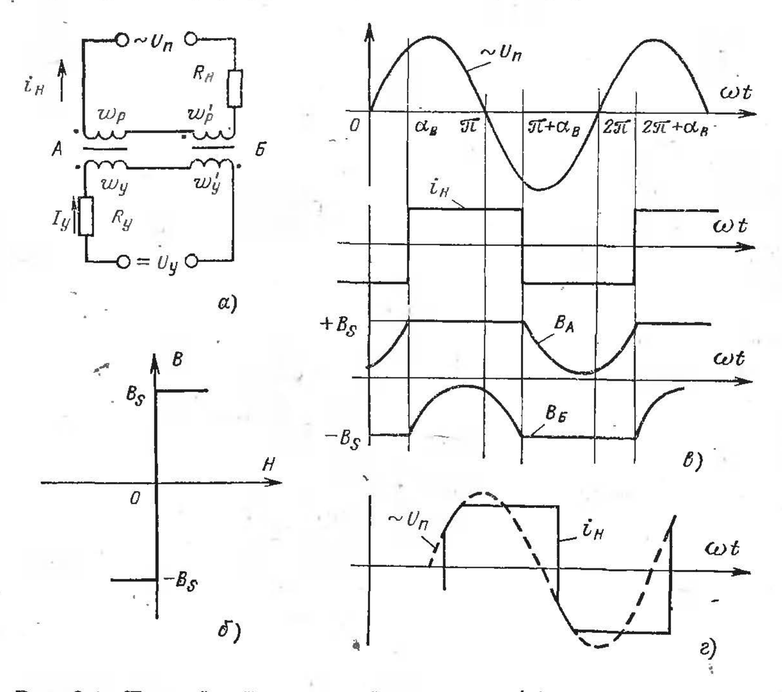


Рис. 3-1. Простейший магнитный усилитель (*а*), идеальная кривая намагничивания его сердечников (*б*), временные диаграммы, иллюстрирующие работу идеализированного усилителя (*в*), и форма нагрузочного тока усилителя при одновременном насыщении его обоих сердечников (*г*).

ного усилителя не протекали четные гармоники переменного тока, необходимо выполнение условия $R_у (w_р/w_у)^2 \gg R_н$. В противном случае при насыщении одного из магнитопроводов, например *А*, напряжение на его обмотке управления $w_у$ становится равным нулю, а напряжение на обмотке управления ненасыщенного магнитопровода *Б* ($w'_у$) вызывает появление переменной составляющей тока в цепи управления магнитного усилителя.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу идеализированного магнитного усилителя при указанном выше условии, изображены на рис. 3-1, *в*.

Пусть при $\omega t=\alpha_в$ насыщается магнитопровод *А*, а магнитопровод *Б* выходит из насыщения. В интервале $\alpha_в < \omega t < \pi+\alpha_в$ происходит изменение индукции в *Б* (рис. 3-1, *в*), причем ее значение остается по модулю меньше значения индукции насыщения материала, т. е. $|B_Б| < |B_s|$. В момент $\omega t=\pi+\alpha_в$ состояние магнитопроводов усилителя изменяется на противоположное: *А* выходит из режима насыщения, а *Б* насыщается. Такое состояние магнитопроводов сохранится до момента $\omega t=2\pi+\alpha_в$. В дальнейшем процессы насыщения обоих магнитопроводов магнитного усилителя повторяются.

Значение угла $\alpha_в$ определяется из уравнения

$$\cos \alpha_в = I_н \pi R_н / 2 U_{п.м},$$

где $U_{п.м}$ — амплитуда напряжения питания.

Таким образом, в рассматриваемом магнитном усилителе в любой произвольно выбранный момент времени один из магнитопроводов насыщен и напряжение на его обмотке управления равно нулю. По обмотке управления ненасыщенного магнитопровода протекает постоянный по значению ток, равный $I_у = U_у/R_у$, который трансформируется в цепь рабочей обмотки. Ток в нагрузке имеет прямоугольную форму, для которой характерно равенство мгновенного, среднего, действующего (эффективного) и выпрямленного значений:

$$I_н = I_{н.ср} = I_{н.эф} = I_{н.м} = \frac{w_у}{w_р} \frac{U_у}{R_у}.$$

Последнее равенство сохраняется справедливым, пока в магнитном усилителе не наступит режим одновременного насыщения обоих магнитопроводов. Такой режим имеет место, если в момент насыщения магнитопровода *А* и изменения полярности нагрузочного тока ($\omega t=\alpha_в$) питающее напряжение $\sim U_п$ недостаточно для насыщения магнитопровода *Б*. При этом в течение некоторого интервала времени $\alpha_в \leqslant \omega t \leqslant \alpha_в^*$ оба магнитопровода усилителя насыщены, а ток в цепи нагрузки пропорционален напряжению питания $i_н = U_{п.м} \sin \omega t / R_н$ и не зависит от тока управления.

Угол $\alpha_в^*$ определяется из уравнения

$$\sin \alpha_в^* = \frac{U_у}{U_{п.м}} \frac{R_н}{R_у} \frac{w_у}{w_р}.$$

Форма тока нагрузки для данного режима работы магнитного усилителя приведена на рис. 3-1, *г*.

При увеличении тока управления $I_у = U_у/R_у$ увеличивается угол $\alpha_в$, и при $I_у > U_{п.м}\, w_р / R_н w_у$ оба магнитопровода усилителя в течение всего периода питающего напряжения будут находиться в насыщенном состоянии. Ток нагрузки в этом случае максимален, равен $I_{н.макс} = 2U_{п.м}/\pi R_н$ и не зависит от тока управления.

Характеристика «вход — выход» простейшего идеализированного магнитного усилителя (рис. 3-1, *а*), показывающая зависимость тока нагрузки (его среднего значения) от величины тока управления, приведена на рис. 3-2 (кривая *1*). Линейная зависимость $I_{н.ср}$ от $I_у$ имеет место для $I_{н.ср} \leqslant 0{,}844\, I_{н.макс}$. При больших токах, как было отмечено выше, вследствие одновременного насыщения обоих сердечников магнитного усилителя линейность характеристики нарушается, а при $I_у = (1{,}2 \div 1{,}3)\,.\,I_{у.макс}$ через нагрузку протекает максимальный ток, не зависящий от тока управления.

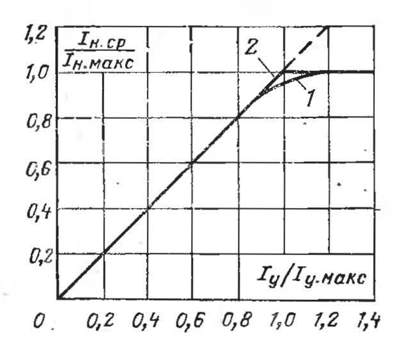


Рис. 3-2. Характеристика «вход—выход» простейшего идеализированного магнитного усилителя.

1 — при большом сопротивлении управляющей цепи; *2* — при малом сопротивлении управляющей цепи.

Для простейшего магнитного усилителя коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{\Delta I_{н.ср}}{\Delta I_у} = \frac{w_у}{w_р}$$

и по мощности

$$K_P = \frac{P_н}{P_у} = \frac{I^2_{н.ср} R_н}{I^2_у R_у} = \frac{R_н}{R_у}\left(\frac{w_у}{w_р}\right)^2,$$

где $\Delta I_н$ и $\Delta I_у$ — соответственно приращение тока нагрузки и вызвавшее его приращение тока управления; $P_н$ и $P_у$ — мощность нагрузки и мощность управляющей цепи.

Нетрудно видеть, что при выборе $R_у\,(w_р/w_у)^2 \gg R_н$ усилительные свойства данного магнитного усилителя неудовлетворительны. Условием значительного усиления мощности является выполнение соотношения $R_у\,(w_р/w_у)^2 \ll R_н$. При этом, однако, в цепи управления магнитного усилителя появляется значительная переменная составляющая тока. Временные диаграммы токов нагрузки и управления, питающего напряжения и индукции в обоих сердечниках для данного случая приведены на рис. 3-3.

В интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha_в$ оба магнитопровода магнитного уси-

лителя (см. рис. 3-1, *а*) не насыщены и ток в цепи нагрузки практически не протекает. В момент $\omega t=\alpha_в$ происходит насыщение одного из магнитопроводов, например *А*, последовательно с нагрузкой оказывается включено сравнительно малое сопротивление цепи управления, пересчитанное в цепь рабочей обмотки ненасыщенного магнитопровода *Б*. На интервале $\alpha_в \leqslant \omega t \leqslant \pi$ ток нагрузки практически пропорционален напряжению питания и сопротивлению нагрузки. Характеристика «вход — выход» идеализированного усилителя для данного режима изображена в виде прямой *2* на рис. 3-2.

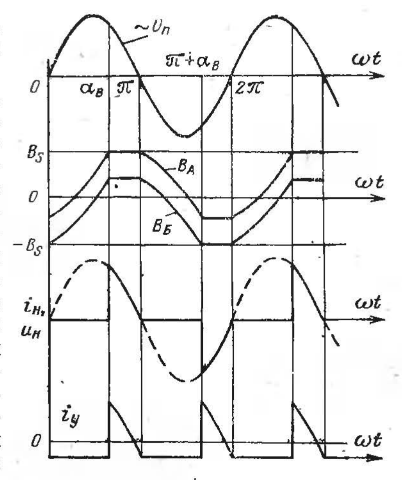


Рис. 3-3. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу идеализированного магнитного усилителя в случае малого сопротивления управляющей цепи.

Для реальных магнитных усилителей (см. рис. 3-1, *а*) характер происходящих процессов и характеристики «вход — выход» достаточно точно соответствуют рассмотренным выше. Наиболее принципиальное отличие характеристик наблюдается при отсутствии тока управления ($I_у=0$). Если для идеализированного усилителя в этом случае было справедливо условие $I_н=0$, то для реального $I_н=I_{х.х}$, где $I_{х.х}$ — ток холостого хода магнитного усилителя, обусловленный потерями в магнитопроводах на гистерезис, вихревые токи и магнитную вязкость материала. Ток холостого хода магнитиого усилителя возрастает

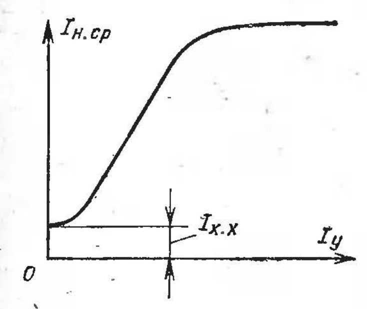


Рис. 3-4. Характеристика «вход—выход» реальиого магнитного усилителя.

по мере уменьшения прямоугольности петли гистерезиса используемого магнитного материала. Характеристика «вход — выход» реального магнитного усилителя имеет вид, показанный на рис. 3-4.

Более совершенными по сравнению с рассмотренными выше являются магнитные усилители с внутренней положительиой обратной связью. В таких устройствах изменение магнитного состояния

каждого из сердечников под действием управляющего сигнала происходит при обесточенной рабочей обмотке, для чего в схему усилителя вводят полупроводниковые диоды.

Одна из наиболее распространенных схем усилителей данного типа приведена на рис. 3-5,*а*. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу идеализированного магнитного усилителя с положительной обратной связью на нагрузку активного характера, приведены на рис. 3-5, *б*.

Пусть полупериод $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ является рабочим для магнитопровода *А* и управляющим для магнитопровода *Б*. Это означает, что полярность питающего напряжения соответствует открытому

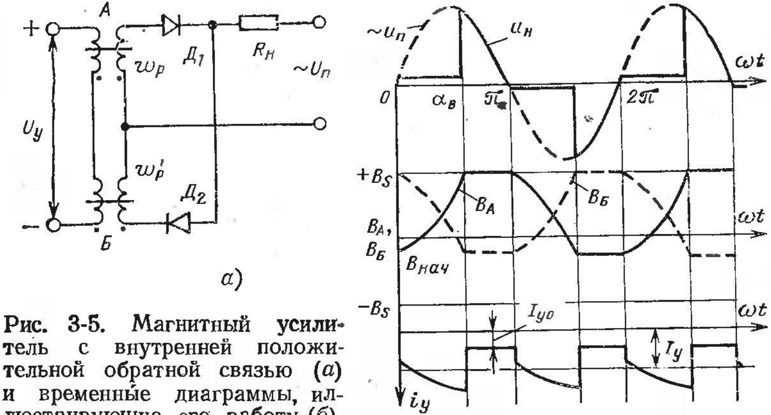


Рис. 3-5. Магнитный усилитель с внутренней положительной обратной связью (*а*) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (*б*)

состоянию диода $Д_1$ и закрытому состоянию диода $Д_2$. Рабочая обмотка $w'_р$ включена последовательно с нагрузкой, а рабочая обмотка $w_р$ от источника переменного тока отключена.

В интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha_в$ через нагрузку протекает малый ток холостого хода магнитного усилителя. Магнитная индукция в магнитопроводе *А* изменяется от своего начального значения $-B_{нач}$ до значения индукции насыщения B_s, когда происходит насыщение магнитопровода *А*. Длительность угла $\alpha_в$ равна:

$$\alpha_в = \arccos\left(1 - \frac{B_s - B_{нач}}{B_m}\right),$$

где $B_m = U_{п.м}/\sqrt{2} \cdot 4{,}44\, w_р f Q_{ст} k_{ст}$ — рабочая индукция в магнитопроводе; $U_{п.м}$ — амплитуда питающего напряжения; $w_р$ — число витков рабочей обмотки; f — частота питающего напряжения; $Q_{ст}$ и $k_{ст}$ — соответственно площадь сечения магнитопровода и коэффициент заполнения его ферромагнитным материалом.

После насыщения магнитопровода *А* его магнитная проницаемость и падение напряжения на рабочей обмотке резко падают, и практически все напряжение питания прикладывается к нагрузке. В интервале $\alpha_в \leqslant \omega t \leqslant \pi$ ток нагрузки определяется напряжением питания и сопротивлением нагрузки, а его среднее значение равно:

$$I_{\text{н.ср}} = \frac{U_{\text{п.м}}}{\pi R_{\text{н}}}\left(2 - \frac{B_s - B_{\text{нач}}}{B_m}\right).$$

В интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha_{\text{в}}$ в обмотке управления магнитопровода *А* наводится э.д.с., обусловленная изменениями магнитной индукции. Эта же э.д.с. вызывает перемагничивание магнитопровода *Б*, рабочая обмотка которого при этом обесточена.

Для рассматриваемого случая скорости изменения магнитной индукции в обоих сердечниках усилителя одинаковы (рис. 3-5, *б*), а индукция в магнитопроводе *Б* в интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha_{\text{в}}$ изменяется от значения $+B_s$ до значения $-B_{\text{нач}}$. После насыщения магнитопровода *А* значения индукции в обоих магнитопроводах остаются неизменными до конца данного полупериода питающего напряжения.

Следующий полупериод $\pi \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$ является рабочим для магнитопровода *Б* и управляющим для *А*. К его концу магнитная индукция в первом магнитопроводе достигает значения $+B_s$, а во втором — значения $-B_{\text{нач}}$. Далее процессы в магнитном усилителе повторяются.

Как следует из последней формулы, регулирование нагрузочного тока и напряжения на нагрузке можно осуществить за счет

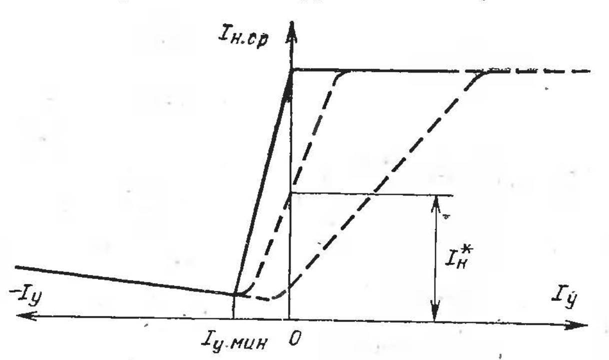


Рис. 3-6. Характеристика «вход—выход» магнитного усилителя с положительной обратной связью.

изменения отношения $B_{\text{нач}}/B_m$. Характеристика «вход—выход» идеализированного магнитного усилителя (рис. 3-5, *а*) имеет вид, показанный сплошной линией на рис. 3-6.

В интервале значений $0 \leqslant |I_{\text{у}}| \leqslant |I_{\text{у.мин}}|$ происходит регулирование напряжения на нагрузке и тока нагрузки в функции тока управления. Значение $I_{\text{у.мин}}$ на рис. 3-6 соответствует максимальному значению тока холостого хода магнитного усилителя и минимальному значению тока нагрузки. При таком значении управляющего тока магнитопроводы успевают насыщаться лишь к концу каждого полупериода питающего напряжения.

Участок характеристики (рис. 3-6), соответствующий $|I_{\text{у}}| > |I_{\text{у.мин}}|$, называется областью отрицательной обратной связи. Здесь к концу первого рабочего полупериода $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi$ индукция в магнитопроводе *А* не достигает значения индукции насыще-

ния B_s. Однако под действием управляющего сигнала на этом интервале происходит насыщение магнитопровода *Б* — индукция в нем, спустя некоторое время от начала полупериода, достигает значения $-B_s$. В области отрицательной обратной связи магнитный усилитель имеет такие же свойства, как и усилитель без обратной связи. На характеристики реальных магнитных усилителей с обратной связью существенное влияние оказывает постоянный обратный ток используемых полупроводниковых диодов $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 3-5, *а*). Увеличение этого тока эквивалентно уменьшению положительной обратной связи и приводит к уменьшению коэффициента усиления магнитного усилителя, т. е. к уменьшению крутизны его характеристики «вход—выход» (см. пунктир на рис. 3-6).

Для расширения диапазона регулирования напряжения на нагрузке ток покоя $I^*_н$ реального усилителя целесообразно уменьшать, вводя дополнительную обмотку смещения, которая создает в магнитопроводах магнитный поток, направленный навстречу потоку, вызванному действием токов в рабочих обмотках усилителя. Так как постоянный обратный ток реальных полупроводниковых диодов изменяется при изменении температуры окружающей среды, то характеристики магнитных усилителей с положительной обратной связью оказываются нестабильными в диапазоне температур. Для повышения их стабильности иногда используют шунтирование диодов резисторами, однако при этом коэффициент усиления магнитного усилителя падает.

Основные преимущества магнитных усилителей с положительной обратной связью заключаются в большом усилении по мощности (коэффициент усиления таких усилителей может достигать нескольких тысяч), возможности электрической изоляции силовых цепей и цепей управления, простоте исполнения, возможности управления несколькими сигналами различного уровня от электрически изолированных друг от друга источников и т. п.

Простейшая схема тиристорного регулятора напряжения переменного тока изображена на рис. 3-7, *а*. Здесь два тиристора $Д_1$ и $Д_2$ соединены между собой встречно-параллельно и включены последовательно с нагрузкой в цепь источника переменного тока. Управление тиристорами осуществляет схема управления СУ, которая открывает $Д_1$ и $Д_2$ со сдвигом во времени друг относительно друга, равным половине периода питающего напряжения. Момент открывания каждого из тиристоров относительно начала соответствующего полупериода определяется внешним сигналом управления. Изменяя его, можно регулировать напряжение на нагрузке вследствие изменения длительности открытого состояния каждого из тиристоров регулятора.

Закрывание тиристоров происходит под действием приложенного к ним напряжения обратной полярности в момент, когда ток, протекающий через открытый тиристор, уменьшается до своего нулевого значения. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу данного регулятора для случая активной нагрузки, приведены на рис. 3-7, *б*. Пусть в момент времени $\omega t=0$ питающее напряжение $\sim U_п$ изменило свою полярность, пройдя через нулевое значение. До момента времени $\omega t=\alpha_в$ оба тиристора закрыты и напряжение на нагрузке равно нулю. Все питающее напряжение приложено к тиристору $Д_1$ в прямом направлении, а к тиристору $Д_2$ — в обратном. В момент $\omega t=\alpha$ схема управления подает в цепь управляющего электрода тиристора $Д_1$ импульс управляющего тока $I_{у1}$,

вследствие чего данный тиристор открывается, падение напряжения на нем резко уменьшается до малого значения и практически все напряжение питания прикладывается к нагрузке.

Тиристор $Д_1$ будет открыт в течение остальной части полупериода, пока ток в цепи нагрузки не уменьшится до нулевого значения. В рассматриваемом случае активной нагрузки этот момент совпадает с моментом прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение $\omega t=\pi$. После смены полярности напряжения питания на обратную оба тиристора вновь оказываются закрытыми. При этом напряжение на тиристоре $Д_1$ имеет обратную полярность, а на тиристоре $Д_2$ — прямую. В момент $\pi+\alpha_в$ от схемы управления подается импульс управляющего тока I_{y2} в цепь управляющего электрода тиристора $Д_2$, который открывается. Напряжение питания вновь прикладывается к нагрузке. При очередном прохождении питающего напряжения через нулевое значение ти-

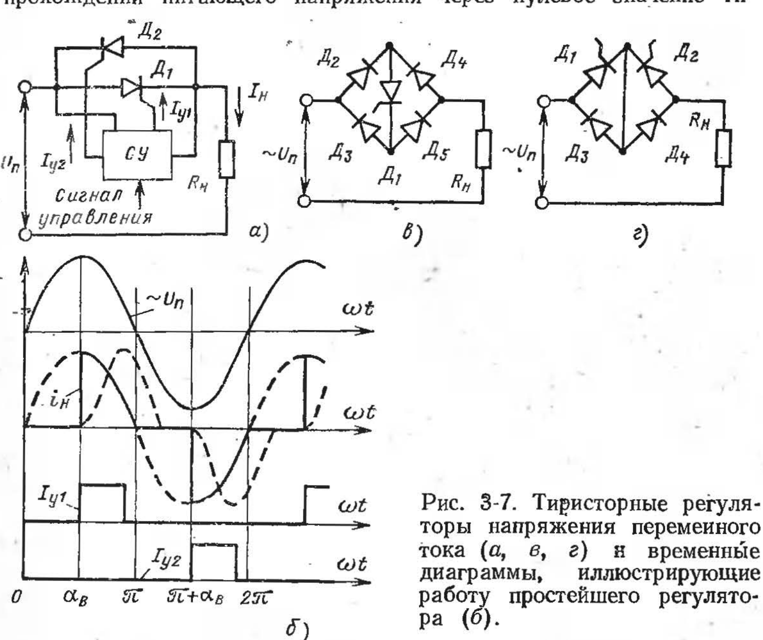


Рис. 3-7. Тиристорные регуляторы напряжения переменного тока (*а*, *в*, *г*) и временные диаграммы, иллюстрирующие работу простейшего регулятора (*б*).

ристор $Д_2$ выключается. Далее процессы в регуляторе повторяются.

Задерживая момент открывания каждого из тиристоров относительно начала соответствующего полупериода питающего напряжения (т. е. увеличивая $\alpha_в$), можно уменьшать длительность их открытого состояния и напряжение на нагрузке. Наоборот, при уменьшении $\alpha_в$ напряжение на нагрузке увеличивается.

При работе рассматриваемого регулятора на индуктивно-активную нагрузку характер процессов несколько отличается от случая чисто активной нагрузки (см. пунктир на рис. 3-7, *б*). После открывания каждого из тиристоров регулятора ток нагрузки нарастает более медленно и спадает до своего нулевого значения спустя некоторое время после прохождения через нулевое значение питаю-

щего напряжения. В результате этого закрывание тиристоров $Д_1$ и $Д_2$ не совпадает с концом соответствующего полупериода питающего напряжения и форма тока в нагрузке значительно отличается от случая активной нагрузки.

Простейший тиристорный регулятор переменного напряжения (рис. 3-7, *а*) для своего управления требует фазосдвигающее устройство с двумя электрнчески изолированными друг от друга выходами. Кроме того, тиристоры должны выдерживать и прямое, и обратное напряжение, равное напряжению питания.

Схема тиристорного регулятора на рис. 3-7, *в* содержит мостовую схему выпрямления, в диагональ которой включен тиристор $Д_1$. Здесь к тиристору напряжение обратной полярности не прикладывается, а его выключение происходит в момент равенства нулю протекающего через него тока. В регуляторе, схема которого приведена на рис. 3-7, *г*, использованы два тиристора с объединенными катодами, которые являются элементами мостовой схемы выпрямления. При таком включеиии тиристоров не требуется электрической изоляции друг от друга цепей управления, в результате чего значительно упрощается схема управления регулятора.

В современных регуляторах (стабилизаторах) напряжения переменного тока весьма перспективным является использование симметричных триодных тиристоров (симисторов) в качестве силовых регулирующих элементов. Способность симметричного тиристора пропускать ток в обоих направлениях и возможность регулирования момента его открывания в обоих полупериодах питающего напряжения с помощью сигнала управления, подаваемого в цепь управляющего электрода, приводят к тому, что такой регулятор содержит наименьшее число силовых элементов (см. рис. 2-15, *г*) и имеет наиболее простую схему управления.

Для тиристорных регуляторов напряжения переменного тока, работающих на активную нагрузку, среднее значение выходного напряжения $U_{н.ср}$ определяется из формулы

$$U_{н.ср} = \frac{U_{п.м}}{\pi} (1 + \cos \alpha_в), \qquad (3\text{-}1)$$

а его эффективное значение $U_{н.эф}$ равно:

$$U_{н.эф} = \frac{U_{п.м}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha_в + \frac{\sin 2\alpha_в}{2}}. \qquad (3\text{-}2)$$

В обоих выражениях $U_{п.м}$ соответствует амплитуде напряжения питания, а $\alpha_в$ — относительной (по отношению к полуперноду пнтающего напряжения) длительности закрытого состояния тиристоров или ненасыщенного состояния магнитного усилителя.

Коэффициент формы напряжения на нагрузке, равный отношенню эффективного значения выходного напряжения регулятора к его среднему значению, определяется выражением

$$K_{фр} = \frac{U_{н.эф}}{U_{н.ср}} = \frac{1}{1 + \cos \alpha_в} \sqrt{\frac{\pi}{2}\left(\pi - \alpha_в + \frac{\sin 2\alpha_в}{2}\right)}. \qquad (3\text{-}3)$$

Завиcнмость $K_{фр}$ от $\alpha_в$ приведена на рис. 3-8. Данная кривая характеризует относительное изменение действующего значения выходного напряжения регулятора при поддержании среднего значения выходного напряжения постоянным.

Нетрудно видеть, что рассматриваемые регуляторы не могут обеспечить одновременную стабилизацию и среднего, и эффективного значений напряжения на нагрузке. Поэтому в тех случаях, когда требуется стабилизировать оба указанных параметра, на выходе стабилизатора приходится включать фильтр, выделяющий основную гармонику переменного напряжения, и ее стабилизировать.

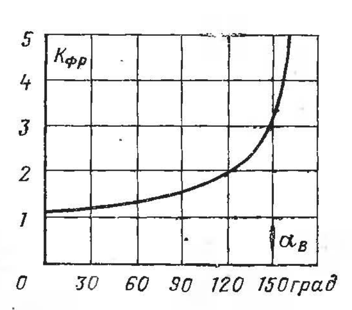


Рис. 3-8. Зависимость коэффициента формы выходного напряжения от угла $\alpha_в$.

При стабилизации выходного напряжения по действующему значению выражение регулировочной характеристики имеет вид:

$$\frac{U_{п.м}}{U_{п.м.мин}} = \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha_в + \sin 2\alpha_в/2}}, \tag{3-4}$$

а при стабилизации по среднему значению — вид

$$\frac{U_{п.м}}{U_{п.м.мин}} = \frac{2}{1 + \cos \alpha_в}. \tag{3-5}$$

На рис. 3-9 приведены зависимости $\alpha_в$, обеспечивающего постоянство действующего и среднего напряжения на нагрузке, в функции коэффициента $\xi_п = U_{п.м.макс}/U_{п.м.мин}$.

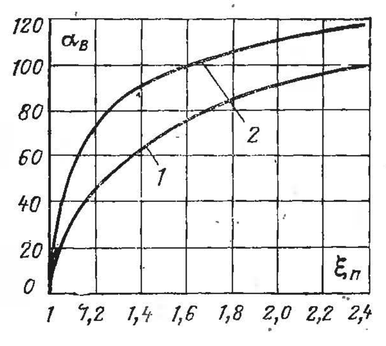


Рис. 3-9. Зависимости $\alpha_в$ от $\xi_п$ при стабилизации среднего значения напряжения на нагрузке (кривая *1*) и его эффективного значения (кривая *2*).

К недостаткам простейших регуляторов напряжения переменного тока относятся значительные искажения формы напряжения на нагрузке, которые обусловлены принципом их действия. В процессе регулирования напряжения на нагрузке значительно изменяется его гармонический состав, в кривой напряжения появляются

высшие гармоники, эффективные значения которых возрастают по мере расширения пределов регулирования. Так, например, при $\xi_п=1{,}5$ эффективное значение 3-й гармоники составляет примерно 55%, а 5-й — 20% эффективного значения основной гармоники напряжения на нагрузке.

Рассмотренные регуляторы позволяют регулировать выходное напряжение в широких пределах или обеспечивать стабилизацию его значения при значительных изменениях напряжения питания. Однако энергетические показатели самих регуляторов за счет искажения формы кривой выходного напряжения ухудшаются даже при активной нагрузке.

На рис. 3-10 приведены схемы силовой части регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока, которые при высоком к.п.д. обеспечивают регулирование (стабилизацию) напряжения на нагрузке при значительно меньших искажениях его формы. В схеме, изображенной на рис. 3-10, *а*, использованы два тиристорных ключа переменного тока (см. рис. 3-7, *а*), подключенных к отпайкам

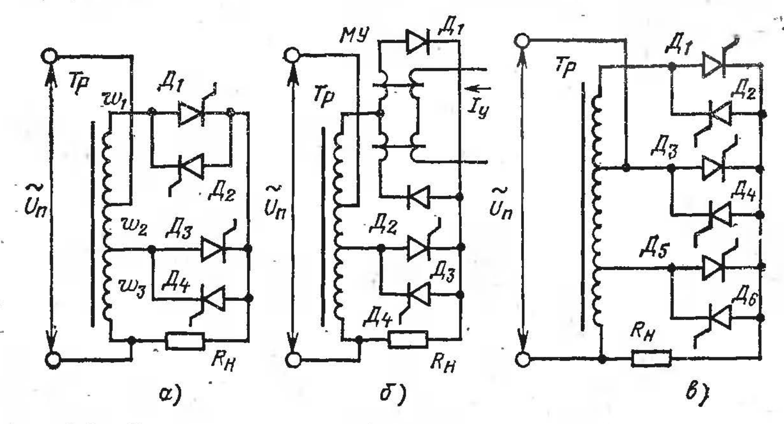


Рис. 3-10. Основные схемы однофазных регуляторов со ступенчатым регулированием.

обмотки автотрансформатора. В схеме, изображенной на рис. 3-10,*б*, один из таких ключей заменен магнитным усилителем *МУ*. Регулятор (стабилизатор) напряжения переменного тока, схема которого приведена на рис. 3-10, *в*, выполнен на трех управляемых тиристорных ключах с двухсторонней проводимостью.

Рассмотрим работу на нагрузку активного характера наиболее распространенной на практике схемы (рис. 3-10, *а*). Пусть в начале положительного полупериода питающего напряжения произошло открывание тиристора $Д_3$ (рис. 3-11). При этом к нагрузке $R_н$ прикладывается переменное напряжение, равное

$$u_н = u_п \frac{w_3}{w_2 + w_3},$$

где $u_н$, $u_п$ — мгновенные значения напряжений на нагрузке и в питающей сети; w_2, w_3 — числа витков соответствующих секций обмотки автотрансформатора.

В момент $\omega t_1=\alpha_в$ (рис. 3-11) открывается тиристор $Д_1$, а ранее открытый тиристор $Д_3$ закрывается под действием напряжения обратной полярности на обмотках w_1 и w_2. Напряжение на нагрузке увеличивается до напряжения

$$u_н = u_п \frac{w_1 + w_2 + w_3}{w_2 + w_3}.$$

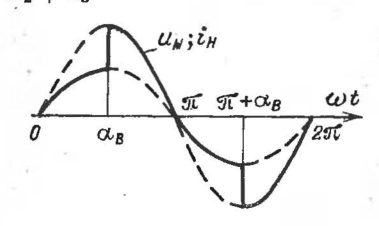


Рис. 3-11. Форма напряжения на выходе однофазного регулятора со ступенчатым регулированием при нагрузке активного характера.

В отрицательном полупериоде питающего напряжения процессы в рассматриваемой схеме повторяются. Значения w_1—w_3 рассчитываются по формулам [10]:

$$w_1 = (w_2 + w_3) \frac{U_н - U_{п.мин}}{U_{п.мин}};$$

$$w_2 = \frac{U_{п.макс} - U_н}{4{,}44\,\Phi_m f}; \quad w_3 = w_2 \frac{U_н}{U_{п.макс} - U_н},$$

где Φ_m — магнитный поток в магнитопроводе автотрансформатора.

Временны́е диаграммы напряжения на нагрузке и тока в ней для случая нагрузки индуктивно-активного характера приведены на рис. 3-12. Здесь в интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \beta_в$, несмотря на то, что напряжение питания изменило свою полярность, ранее открытый

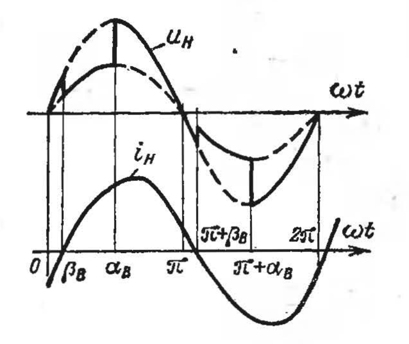


Рис. 3-12. Форма напряжения на нагрузке и тока нагрузки для однофазного регулятора со ступенчатым регулированием при индуктивно-активной нагрузке.

тиристор $Д_2$ остается открытым, так как через него протекает прямой ток. В момент $\omega t=\beta_в$, когда этот ток становится равным нулевому значению, тиристор $Д_2$ закрывается. В этот же момент под действием сигнала от схемы управления открывается тиристор $Д_3$, который будет пропускать в нагрузку ток в течение интервала $\beta_в \leqslant \omega t \leqslant \alpha_в$, в конце которого происходит открывание тиристора $Д_1$. При $\omega t=\alpha_в$ тиристор $Д_2$ закрывается под действием напряжения обратной полярности. В дальнейшем процессы повторяются.

На рис. 3-13 и 3-14 в качестве примеров выполнения однофазных стабилизаторов напряжения переменного тока приведены полные принципиальные схемы таких устройств.

В схеме на рис. 3-13 стабилизация переменного напряжения осуществляется тиристорами $Д_1$ и $Д_2$. Устройство управления тиристорами питается от выпрямителя на диодах $Д_3$—$Д_6$, в диагональ которого включены стабилитрон $Д_7$ и балластный резистор R_3, ограничивающий ток стабилитрона. Напряжение на стабилитроне $Д_7$ имеет форму трапецеидальных импульсов постоянной амплитуды.

Со стабилитрона $Д_7$ напряжение через резистор R_4 подается на конденсатор C_1, который с некоторой постоянной времени заряжа-

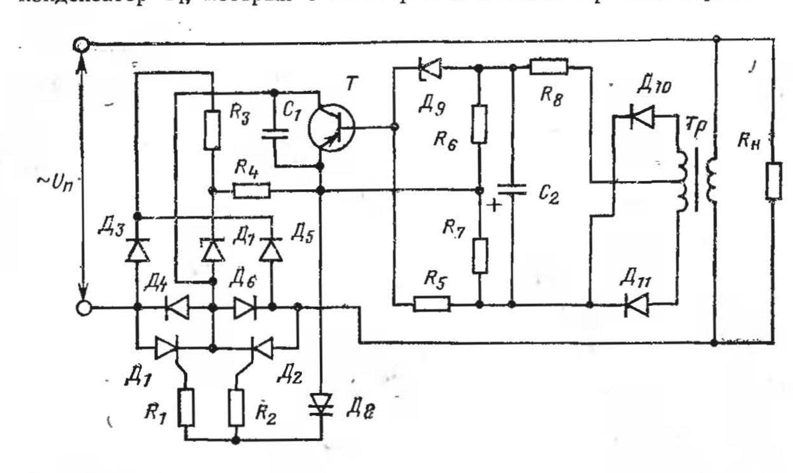


Рис. 3-13. Принципиальная схема простого однофазного стабилизатора.

ется до напряжения пробоя динистора $Д_8$. При открывании последнего конденсатор C_1 разряжается через управляющие цепи обоих тиристоров $Д_1$ и $Д_2$, вызывая открывание того из них, к аноду которого в этот момент приложен положительный потенциал относительно катода. При открывании тиристора $Д_1$ (или $Д_2$) все напряжение питания прикладывается к нагрузке, а напряжение на выходе выпрямителя $Д_3$—$Д_6$ и стабилитроне $Д_7$ уменьшается практически до нуля. Постоянная времени заряда конденсатора C_1 (R_4C_1) должна быть выбрана из условия, чтобы его заряд при закрытом транзисторе T происходил за время, в 5—10 раз меньшее длительности полупериода питающего напряжения. Изменение момента переключения динистора $Д_8$, а следовательно, и тиристоров $Д_1$ и $Д_2$ осуществляет транзистор T, подключенный параллельно конденсатору C_1.

Выпрямитель на диодах $Д_{10}$—$Д_{11}$ и фильтр R_8C_2 служат для выделения среднего значения напряжения на нагрузке. Часть этого напряжения, снимаемая с резистора R_6, сравнивается с опорным напряжением на стабилитроне $Д_9$ и в виде разности обоих напряжений поступает на базу транзистора T. При увеличении напряжения на нагрузке ток коллектора транзистора T увеличивается,

что приводит к более медленному заряду конденсатора C_1 и увеличению угла открывания тиристоров $Д_1$ и $Д_2$. В результате появляется компенсирующая реакция стабилизатора.

Силовая часть стабилизатора напряжения переменного тока со ступенчатым регулированием (рис. 3-14) выполнена по автотрансформаторной схеме, изображенной на рис. 3-10, *а*. В отличие от последней здесь тиристорные ключи переменного тока выполняются по мостовой схеме с объединенными катодами тиристоров (см.

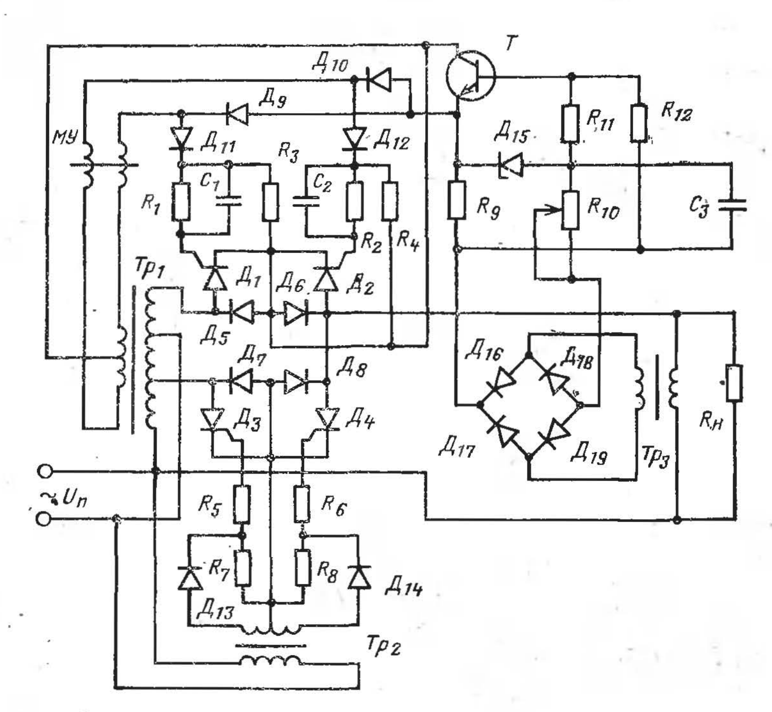


Рис. 3-14. Принципиальная схема однофазного стабилизатора со ступенчатым регулированием.

рис. 3-7, *г*). Такое включение регулирующих тиристоров не требует изоляции друг от друга цепей их управления, что существенно упрощает схему управления стабилизатора.

Один из ключей переменного тока выполнен на тиристорах $Д_1$, $Д_2$ и диодах $Д_5$, $Д_6$; другой — на тиристорах $Д_3$, $Д_4$ и диодах $Д_7$, $Д_8$. Управление тиристорами $Д_3$ и $Д_4$ осуществляется от понижающего трансформатора $Тр_2$, подключенного к питающей сети. Напряжения со вторичных обмоток $Тр_2$ поступают на вход тиристоров $Д_3$ и $Д_4$ через диоды $Д_{13}$, $Д_{14}$ и токоограничивающие резисторы R_5 и R_6. Для уменьшения обратного тока, протекающего через управляющие электроды закрытых тиристоров, используются резисторы R_7 и R_8.

При данной схеме управления тиристорный ключ переменного тока, состоящий из $Д_3$, $Д_4$, $Д_7$ и $Д_3$, открывается в начале каждого полупериода питающего напряжения и остается открытым до тех пор, пока не произойдет открывание второго ключа, состоящего из $Д_1$, $Д_2$, $Д_5$, $Д_6$. При его открывании ранее открытый ключ закрывается под действием напряжения обратной полярности, снимаемого с обмотки автотрансформатора, расположенной между выводами, к которым подключены тиристорные ключи переменного тока.

Для управления моментом открывания тиристоров $Д_1$ и $Д_2$, а следовательно, управления моментом открывания второго тиристорного ключа используется дроссель насыщения *МУ*, выполненный по схеме с внутренней обратной связью на одном сердечнике из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

При ненасыщенном состоянии *МУ* сигнал управления на вход тиристоров $Д_1$ и $Д_2$ не поступает, так как *МУ* имеет большое сопротивление. В момент насыщения *МУ* управляющий сигнал подается на вход одного из тиристоров $Д_1$ или $Д_2$ через дифференцирующую цепочку R_1C_1 и R_2C_2, в результате чего соответствующий тиристор оказывается открытым.

При полностью закрытом транзисторе *Т*, что соответствует малому значению напряжения на нагрузке, насыщение *МУ* происхо-

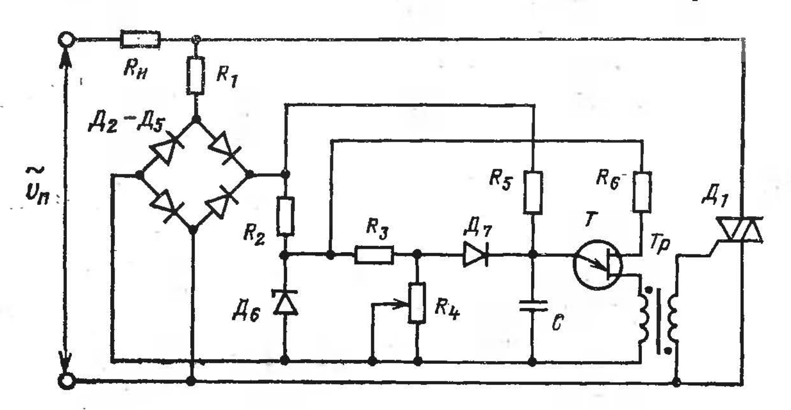


Рис. 3-15. Импульсный регулятор напряжения переменного тока на симметричном триодном тиристоре.

дит в начале каждого полупериода питающего напряжения (за которое условно принят момент его прохождения через свое нулевое значение). В этом режиме насыщение *МУ* обеспечивается с помощью вспомогательной обмотки трансформатора $Тр_1$, ток которой протекает через один из диодов $Д_{11}$ или $Д_{12}$, резистор R_1 или R_2, входное сопротивление тиристора $Д_1$ или $Д_2$ и одну из обмоток *МУ* в зависимости от полярности питающего напряжения.

Открывание транзистора *Т* приводит к появлению в цепи его коллектора тока, который, протекая через другую обмотку *МУ* и один из диодов $Д_9$ или $Д_{10}$, создает размагничивающий магнитный поток в сердечнике *МУ*, направленный встречно с основным магнитным потоком. При увеличении тока коллектора транзистора *Т* насыщение *МУ* и открывание ключа $Д_1$, $Д_2$, $Д_5$, $Д_6$ происхо-

дят в более поздний момент по отношению к началу соответствующего полупериода питающего напряжения, в результате чего напряжение на нагрузке будет уменьшаться.

На вход управляющего транзистора T подается разность двух напряжений — закрывающего со стабилитрона $Д_{15}$ и открывающего с резистора R_{11}. Значение последнего пропорционально напряжению на нагрузке. При увеличении напряжения на нагрузке ток коллектора T возрастает, что приводит к более позднему (относительно начала полупериода питающего напряжения) открыванию ключа $Д_1$, $Д_2$, $Д_5$, $Д_6$. В результате этого напряжение на нагрузке будет уменьшаться до своего номинального значения. При уменьшении выходного напряжения, наоборот, ток коллектора T уменьшается, указанный выше ключ открывается раньше, в результате чего напряжение увеличивается и вновь становится равным своему номинальному значению.

В качестве примера простейшей реализации импульсного регулятора на симметричных триодных тиристорах рассмотрим схему [12], изображенную на рис. 3-15. Здесь роль силового регулирующего элемента играет симметричный тиристор $Д_1$, включенный последовательно с нагрузкой $R_н$ в цепь источника переменного тока. Управление тиристором осуществляется с помощью импульсного трансформатора, первичная обмотка которого включена в цепь базы однопереходного транзистора T. Питание схемы управления производится от выпрямителя на диодах $Д_2$—$Д_5$, подключенного к питающей сети через сопротивление нагрузки и балластный резистор R_1. Стабилитрон $Д_6$ подключен к выходу выпрямителя через резистор R_2, который ограничивает напряжение на входе транзистора T.

Так как напряжение переключения однопереходного транзистора меньше напряжения стабилизации стабилитрона $Д_6$, то в процессе экспоненциального заряда конденсатора C транзистор T откроется, когда напряжение на его входе будет равно напряжению переключения. При открывании T конденсатор C разряжается на первичную обмотку трансформатора $Тр$, которая запасает электромагнитную энергию. При закрывании T в цепи вторичной обмотки $Тр$ появляется импульс управляющего тока, который открывает тиристор $Д_1$. Выключение тиристора происходит в момент прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение. Изменяя положение движка переменного резистора R_4, можно регулировать выходное напряжение регулятора.

3-2. Основные схемы трехфазных регуляторов (стабилизаторов)

Основные схемы трехфазных регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока приведены на рис. 3-16. В схеме на рис. 3-16, *а* в цепь каждой из фаз трехфазной нагрузки включен свой однофазный магнитный усилитель с внутренней обратной связью. Схема на рис. 3-16, *б* отличается от предыдущей только меньшим количеством диодов. Еще меньше диодов содержит схема трехфазного магнитного усилителя, изображенная на рис. 3-16, *в*, где три дросселя насыщения включены по схеме треугольника.

В качестве примера практической реализации ИВЭ радиоэлек-

тронной аппаратуры с трехфазными магнитными усилителями в цепи переменного тока рассмотрим устройство для питания аппаратуры на интегральных микросхемах, описанное в [14]. Основные параметры данного устройства: напряжение питания — трехфазное 220^{+22}_{-33} В, частота питающего напряжения 400±20 Гц, выходное напряжение 5 В, ток нагрузки от 10 до 30 А, эффективное значение пульсаций выходного напряжения — 5 мВ, к.п.д. — 72%, масса с учетом конструкции — 7,3 кг, объем 6,5 дм³.

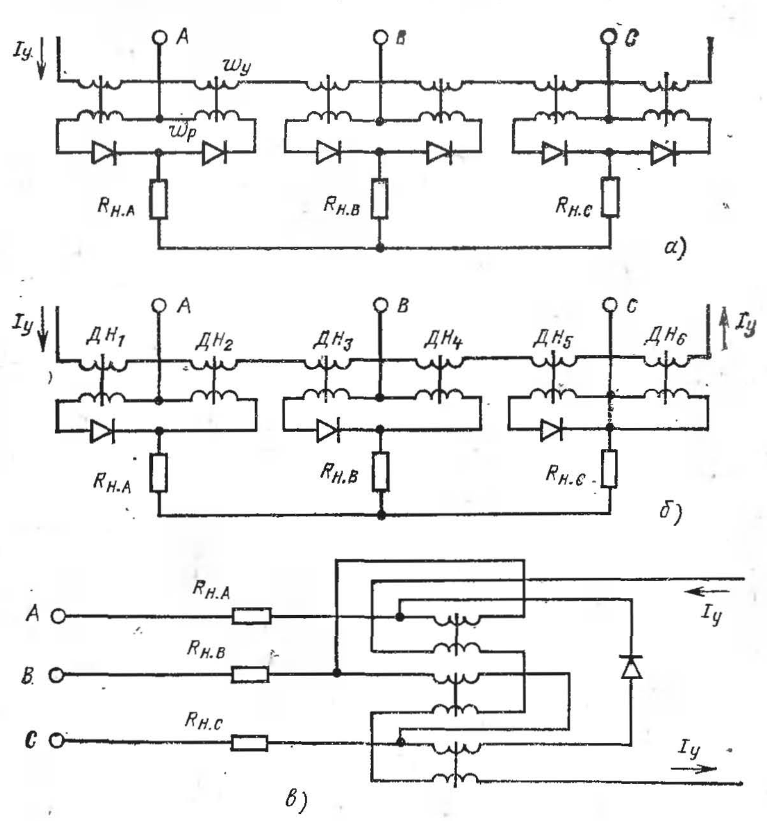


Рис. 3-16. Схемы силовой части трехфазных регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока на магнитных усилителях.

Схема такого ИВЭ приведена на рис. 3-17. Здесь трехфазное напряжение переменного тока через рабочие обмотки $w_р$ трехфазного магнитного усилителя, состоящего из трех идентичных однофазных магнитных усилителей $МУ_1$—$МУ_3$, подается к первичным обмоткам силового трансформатора $Тр$. Ко вторичным обмоткам $Тр$ подключен выпрямитель на диодах $Д_7$—$Д_{12}$ со сглаживающим фильтром LC-типа. Схема обратной связи задает требуемый ток в

обмотке смещения каждого из однофазных магнитных усилителей и управляет током в их обмотках управления в соответствии с изменениями напряжения на выходе источника вторичного электропитания. Диоды $Д_1$—$Д_6$ обеспечивают внутреннюю обратную связь в каждом из магнитных усилителей; короткозамкнутые витки $w_к$ служат для повышения устойчивости работы системы автоматического регулирования и исключения в ней паразитных автоколебаний.

В [15] приведена подобная схема ИВЭ для электронно-вычислительного устройства. Основные параметры ИВЭ: напряжение питания 220±11 В, частота 400 Гц, выходное напряжение постоянного тока и ток нагрузки соответственно 12,6 В и 50 А, к.п.д. 62%, масса 25,5 кг, объем 40 дм^3.

Протекание сравнительно большого тока нагрузки (50 А) по проводам, соединяющим ИВЭ с нагрузкой, является причиной существенных потерь напряжения на этих проводах. Для исключения

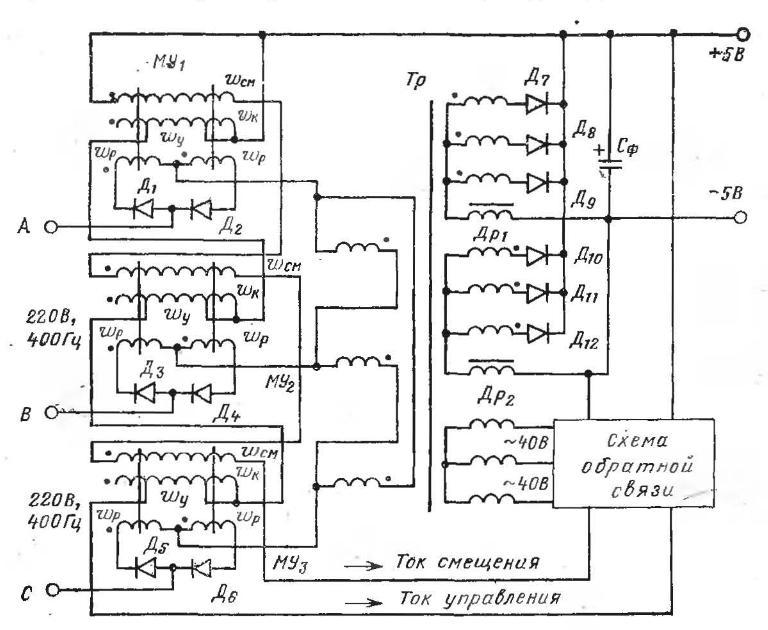


Рис. 3-17. Схема источника вторичного электропитания для аппаратуры на интегральных схемах.

возникающей вследствие этого нестабильности напряжения на нагрузке в ИВЭ предусмотрена возможность подключения входа схемы управления непосредственно к выводам нагрузки.

На рис. 3-18 приведены основные схемы силовой части трехфазных тиристорных регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока. В схеме на рис. 3-18, *а* в цепи каждой фазы нагрузки имеется ключ переменного тока, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров. Схема на рис. 3-18, *б* ана-

логична предыдущей, но половина тиристоров в ней заменена обычными диодами. В схеме на рис. 3-18, *в* тиристоры включены по схеме треугольника.

Указанные выше трехфазные регуляторы (стабилизаторы) напряжения переменного тока в процессе регулирования (стабилизации) напряжения на нагрузке сильно искажают его форму. В качестве примера на рис. 3-19 приведены ориентировочные формы кривой напряжения на нагрузке в зависимости от значения угла открывания тиристоров $\alpha_{в}$. Кривые на рис. 3-19, *а* соответствуют схеме, изображенной на рис. 3-18, *а*; кривые на рис. 3-19, *б* — схеме на рис. 3-18, *б*.

Существенное улучшение формы кривой выходного напряжения может быть достигнуто благодаря применению в регуляторах (стабилизаторах) данного вида ступенчатого регулирования. Одна

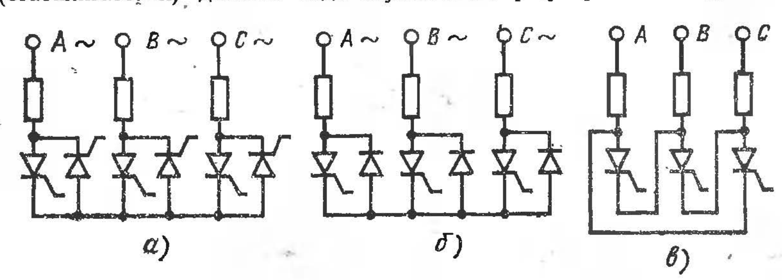


Рис. 3-18. Основные схемы силовой части трехфазных тиристорных регуляторов (стабилизаторов) напряжения переменного тока.

из основных схем усовершенствованных трехфазных регуляторов напряжения переменного тока со ступенчатым регулированием приведена на рис. 3-20.

Здесь тиристоры $Д_1$—$Д_3$ соединены по схеме треугольника и подключены к отводам *a, b, c* вторичной обмотки силового трансформатора *Тр*. Каждый из этих тиристоров включается в начале соответствующего полупериода фазного напряжения. При этом точки *a, b, c* оказываются эквипотенциальными, т. е. имеют равные потенциалы в соответствующие моменты времени.

Напряжение на каждой фазе нагрузки равно $U_{ф.мин} = U_{п.ф}\, w_2/w_1$, где $U_{п.ф}$ — фазное напряжение питающей сети.

Включение тиристоров $Д_4$—$Д_6$ обеспечивает эквипотенциальность точек *a′, b′, c′*. К тиристорам $Д_1$—$Д_3$ при этом прикладывается обратное напряжение, равное $U_{обр} = U_{п.ф}\, w_3/w_1$, что приводит к их закрыванию. Напряжение на каждой фазе нагрузки возрастает до значения $U_ф = U_{п.ф}\, (w_3 + w_2)/w_1$.

При изменении угла включения тиристоров $Д_4$—$Д_6$ от нуля до 210° можно стабилизировать напряжение на нагрузке при кратности изменения выходного напряжения

$$\varepsilon_{вх} = \frac{U_{ф.макс}}{U_{ф.мин}} = \frac{w_2 + w_2}{w_2}.$$

Тиристорами $Д_1$—$Д_3$ управляют с помощью сравнительно простой схемы, так как их угол включения в процессе регулирования

остается неизменным. Для управления тиристорами $Д_4$—$Д_6$ необходимы сложные трехфазные широтно-импульсные устройства. Поэтому в тех случаях, когда инерционность регулятора не является определяющим параметром, вместо тиристоров $Д_4$—$Д_6$ целесообразно использовать трехфазный магнитный усилитель с самонасыщением, состоящий из трех однофазных магнитных усилителей, соединенных по схеме треугольника.

Применение магнитного усилителя вместо тиристоров целесообразно при повышенной частоте питающего напряжения (400—1000 Гц), когда габариты и масса магнитных усилителей становятся соизмеримыми с массой и габаритами тиристорного усилителя. В этом случае повышается устойчивость регулятора (стабилизатора) к воздействию помех, упрощается его схема и повышается надежность, за счет несколько меньших скоростей коммутации токов в силовых цепях ИВЭ уменьшается общий уровень помех, создаваемых самим регулятором.

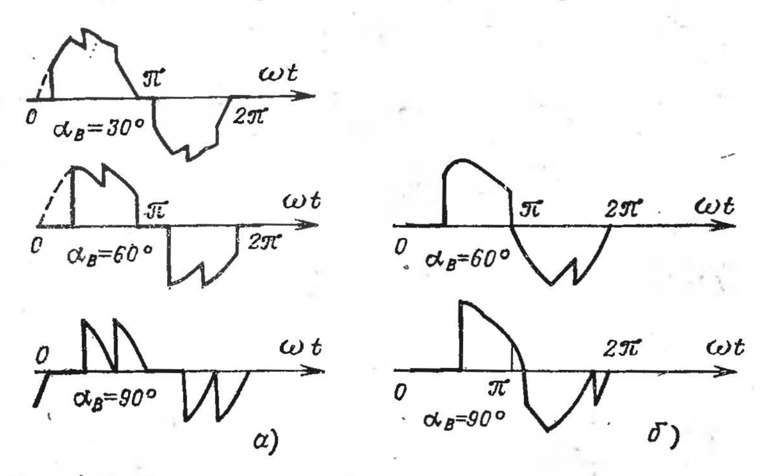


Рис. 3-19. Ориентировочная форма напряжения на нагрузке при различных значениях угла открывания тиристоров $\alpha_в$.

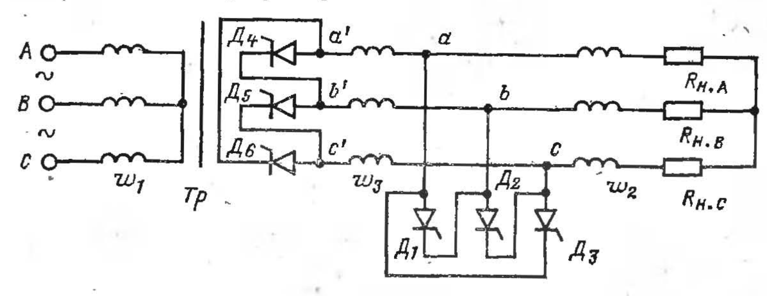


Рис. 3-20. Силовая часть трехфазного тиристорного регулятора напряжения переменного тока со ступенчатым регулированием.

ВЫПРЯМИТЕЛИ

4-1. Основные схемы и характеристики однофазных выпрямителей

Под выпрямлением понимается преобразование переменного тока в постоянный. Сущность выпрямления заключается в сохранении неизменным направления протекания тока в нагрузке вне зависимости от полярности приложенного напряжения. Устройства, которые осуществляют такое преобразование, называются выпрямителями. Как правило, выпрямитель состоит из силовых переключающих элементов с односторонней проводимостью (для этой цели в настоящее время чаще всего используют полупроводниковые диоды), трансформатора, предназначенного для преобразования переменного напряжения и электрической изоляции между входной и выходной цепями выпрямителя, и сглаживающего фильтра, уменьшающего пульсации напряжения на нагрузке. В качестве сглаживающих фильтров на выходе выпрямителя обычно используются емкостные (C-типа) и Г-образные (LC-типа) фильтры.

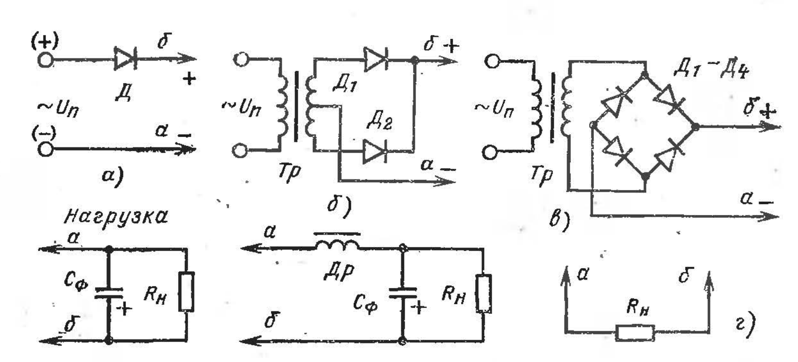


Рис. 4-1. Основные схемы однофазных выпрямителей.

В зависимости от числа фаз системы электроснабжения различают однофазные и трехфазные выпрямители. Схемы однофазных выпрямителей, получившие наиболее широкое практическое применение, приведены на рис. 4-1.

Простейшим выпрямителем может служить обычный полупроводниковый диод, включаемый последовательно с нагрузкой в цепь переменного тока (рис. 4-1, *а*). В этом случае нелинейность вольт-амперной характеристики диода обусловливает протекание тока в цепи нагрузки только в одном направлении.

При воздействии напряжения положительной полярности («+» приложен к аноду диода, как показано на рис. 4-1, *а*) диод открывается, падение напряжения на нем мало по сравнению с пи-

тающим напряжением, а через нагрузку протекает ток, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки. При воздействии питающего напряжения обратной полярности диод закрывается и ток в нагрузку не поступает.

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемого выпрямителя имеет вид однополярных импульсов, форма которых практически повторяет форму положительной волны питающего напряжения переменного тока.

Подобные выпрямители получили название однополупериодных. Их использование в ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры ограничено областью вспомогательных маломощных источников постоянного тока, так как они характеризуются плохим использованием силового трансформатора и выходного сглаживающего фильтра.

Схема на рис. 4-1, *б* относится к двухполупериодным (двухтактным) выпрямительным схемам, в которых ток по цепи нагрузки протекает в течение обоих полупериодов питающего напряжения переменного тока. Выпрямители подобного типа получили в литературе название выпрямителей с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора.

Схема на рис. 4-1, *в* получила название мостовой выпрямительной схемы. По сравнению с выпрямителями, выполненными по схеме (рис. 4-1, *б*), выпрямители, выполненные по мостовой схеме, содержат вдвое большее количество выпрямительных диодов и характеризуются бóльшими потерями мощности в них, однако позволяют использовать диоды с вдвое меньшим допустимым обрат-

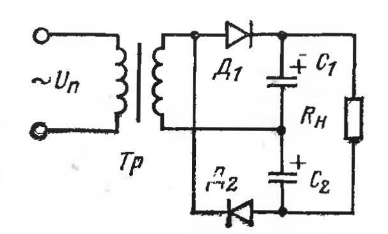


Рис. 4-2. Однофазный выпрямитель с удвоением напряжения.

ным напряжением. Кроме того, мостовая выпрямительная схема характеризуется лучшим использованием трансформатора вследствие того, что ток в его вторичной обмотке протекает в течение обоих рабочих полупериодов. В выпрямителях, выполненных по схеме с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора, ток нагрузки протекает поочередно через две идентичные полуобмотки, каждая из которых при прочих равных условиях содержит столько же витков, сколько их содержит вся вторичная обмотка трансформатора в мостовой выпрямительной схеме.

Выпрямители, выполненные по мостовой схеме, принципиально могут подключаться к сети переменного тока и без трансформатора. Такое включение используется в тех случаях, когда не требуется электрической изоляции цепи нагрузки выпрямителя от питающей сети, а выходное напряжение выпрямителя определяется только напряжением питания.

Для питания анодных цепей электронно-лучевых трубок и электронных приборов СВЧ: ламп бегущей волны, ламп обратной волны, клистронов и т. п. — требуются высокие напряжения по-

стоянного тока, значение которых лежит в пределах до единиц—десятков киловольт. При этом токи, потребляемые указанными приборами, обычно малы и не превышают долей—единиц миллиампер.

Трудности конструктивного исполнения высоковольтных трансформаторов и высокие (до нескольких киловольт) напряжения, прикладываемые к выпрямительным диодам, требуют применения специальных выпрямительных устройств с умножением напряжения. Схемами с умножением напряжения называются такие выпрямительные схемы, в которых выходное напряжение в 2—4 раза или более превышает значение напряжения на вторичной обмотке высоковольтного трансформатора. В качестве дополнительных источников э.д.с., предназначенных для увеличения выходного напряжения, в таких схемах используют конденсаторы, периодически заряжаемые при помощи полупроводниковых диодов.

На рис. 4-2 приведена схема однофазного выпрямителя с удвоением напряжения, состоящая из двух однофазных выпрями-

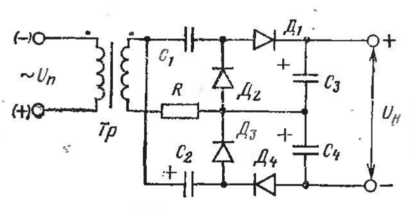


Рис. 4-3. Однофазный выпрямитель с учетверением напряжения.

тельных схем с диодами $Д_1$ и $Д_2$ и конденсаторами C_1 и C_2. Оба этих выпрямителя соединены между собой последовательно, и их суммарное напряжение прикладывается к нагрузке $R_н$. Напряжение на каждом из конденсаторов фильтра C_1 и C_2 примерно равно напряжению на выходной обмотке трансформатора *Тр*, а напряжение на нагрузке вдвое превышает последнее за счет суммирования напряжений на указанных конденсаторах.

На рис. 4-3 приведена схема выпрямителя с учетверением напряжения. Принцип действия этой схемы заключается в следующем. Пусть, например, на вход выпрямителя подается напряжение с полярностью, указанной на рис. 4-3. При этом открыты диоды $Д_2$ и $Д_4$ и происходит заряд конденсаторов C_1 и C_4. Напряжение на C_4 вдвое превышает напряжение на входе выпрямителя благодаря согласному последовательному включению со вторичной обмоткой трансформатора *Тр* предварительно заряженного конденсатора C_2 (полярность напряжения на C_2 указана на рис. 4-3). При смене полярности напряжения питания ранее открытые диоды закрываются, а диоды $Д_1$ и $Д_3$ открываются. Происходит заряд конденсаторов C_2 в C_3, причем напряжение на C_3 вдвое превышает напряжение на входе выпрямителя.

Нагрузка подключается к конденсаторам C_3 и C_4, соединенным между собой последовательно. Таким образом, напряжение на нагрузке равно сумме напряжений на конденсаторах C_3 и C_4, а следовательно, в 4 раза превышает напряжение на входе выпрямителя. Напряжение на конденсаторах C_1 и C_2 зависит от тока нагрузки и при уменьшении последнего возрастает, стремясь к амплитудному значению напряжения на входе выпрямителя. Резистор *R* служит для ограничения амплитудных значений токов, протекаю-

щих через диоды выпрямителя в процессе заряда соответствующих конденсаторов. Известны также более сложные устройства однофазных выпрямителей с бо́льшим коэффициентом трансформации, однако в данной книге они не рассматриваются.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу двухтактных выпрямителей (см. рис. 4-1, *б*, *в*) с фильтрами различных типов (см. рис. 4-1, *г*), приведены на рис. 4-4. При работе выпрямителя на емкостный фильтр (рис. 4-4, *а*) очередной диод $Д_1$ (и $Д_4$ для мостовой схемы) открывается, когда напряжение на входе выпрямителя становится равным напряжению на конденсаторе сглаживающего фильтра (момент t_1). При этом в интервале t_1—t_2 ток через каждый из открытых диодов ограничен только сопротивлением обмоток трансформатора *Тр* и открытого диода. В момент t_2 ранее открытый выпрямительный диод $Д_1$ (и $Д_4$) закрывается, так как напряжение на входе выпрямителя вновь становится равным

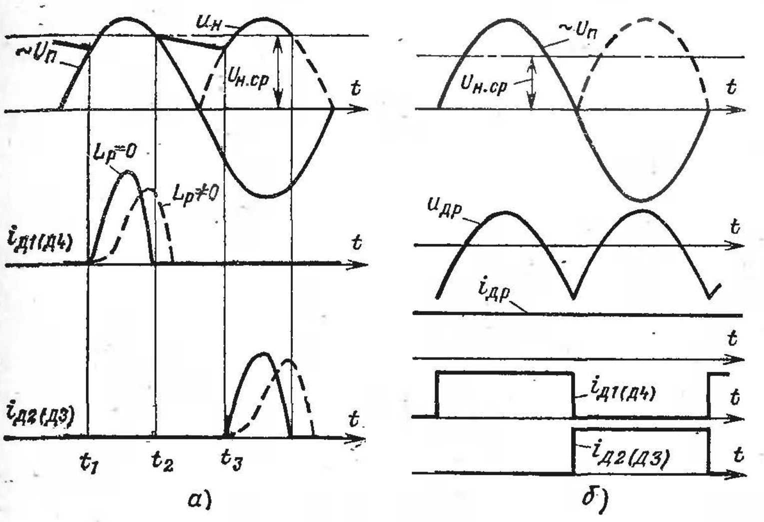


Рис. 4-4. Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу однофазных выпрямителей на емкостный фильтр (*а*) и фильтр *LC*-типа (*б*).

напряжению на конденсаторе фильтра. При этом начинается разряд конденсатора фильтра на сопротивление нагрузки, который заканчивается в момент открывания очередных диодов выпрямителя. Открывание очередного диода $Д_2$ (и $Д_3$ для мостовых схем) происходит в момент t_3, когда изменившее знак напряжение на входе выпрямителя снова становится равным напряжению на конденсаторе фильтра. Далее процессы повторяются.

Наличие у трансформатора *Тр* индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмоток ($L_р \neq 0$) качественно не изменяет характера процессов в выпрямителе с емкостным фильтром. Однако в этом случае ток через открытый диод спадает до нулевого значения не в тот момент, когда выполняется равенство напряжений на входе и выходе выпрямителя, а несколько позднее (см. пунктирную кривую тока через выпрямительный диод на рис. 4-4, *а*).

В табл. 4-1 приведены основные формулы для расчета выпрямителей с емкостным сглаживающим фильтром [11, 13]. С помощью этих формул определяются импульсный прямой ток выпрямительного диода $I_{\text{пр.и}}$, напряжение на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода $U_{2\text{х}}$, импульсное обратное напряжение диода $U_{\text{обр.и}}$, эффективные значения токов через выпрямительные диоды $I_{\text{д.эф}}$, первичную $I_{1\text{эф}}$ и вторичную $I_{2\text{эф}}$ обмотки трансформатора.

Вспомогательные расчетные коэффициенты B_0, D_0, F_0 в табл. 4-1 определяются из графиков, приведенных на рис. 4-5—4-7. За независимые параметры при построении этих графиков выбраны коэффициенты

$$\varphi = \operatorname{arctg}\,(2\pi f L_{\text{р}}/r_{\text{в}}); \quad A_L = I_{\text{н}} r_{\text{в}}/m_{\text{в}} U_{\text{н}},$$

где f — частота напряжения питания;

$L_{\text{р}} \approx k_L \dfrac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}} f B_m} \sqrt[4]{\dfrac{s_{\text{т}}^3 U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{f B_m}}$ — ориентировочное значение индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке; B_m — магнитная индукция в сердечнике трансформатора, Тл; $s_{\text{т}}$ — число стержней сердечника трансформатора, на которых расположены обмотки ($s_{\text{т}}=1$ для броневого трансформатора, $s_{\text{т}}=2$ для стержневого, $s_{\text{т}}=3$ для трехфазного трансформатора); $r_{\text{в}}$ — активное сопротивление фазы выпрямителя, равное сумме прямых сопротивлений диодов по постоянному току и сопротивлений обмоток трансформатора, приведенных к его вторичной обмотке; $m_{\text{в}}=2$ для схем, изображенных на рис. 4-1, и $m_{\text{в}}=1$ для схемы, приведенной на рис. 4-2.

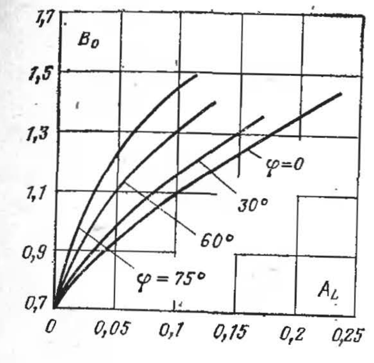
Расчет выпрямителя проводится исходя из заданных значений выпрямленного напряжения $U_{\text{н}}$, тока нагрузки $I_{\text{н}}$ и значений пульсаций выпрямленного напряжения $\Delta U_{\text{н}\sim}$.

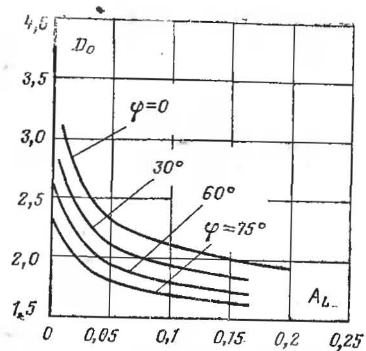
Следует отметить, что сравнительно широкая номенклатура полупроводниковых выпрямительных диодов, выпускаемых отечественной промышленностью, позволяет в большинстве случаев обойтись без последовательного или параллельного включения диодов в выпрямителе. В тех же случаях, когда по каким-либо причинам избежать этого не удается, выпрямители приходится значительно усложнять за счет введения дополнительных элементов.

В качестве примера на рис. 4-8 приведены схемы одного из плеч выпрямителя при наличии последовательного (рис. 4-8, *а*) или параллельного (рис. 4-8, *б*) соединения выпрямительных диодов. Резисторы $R_{\text{ш}}$ служат для равномерного распределения обратного напряжения между диодами в их закрытом состоянии. Сопротивление каждого из них рассчитывается по формуле

$$R_{\text{ш}} = \frac{U_{\text{обр.и.}}}{N_{\text{д}} I_R},$$

где $U_{\text{обр.и}}$ — импульсное обратное напряжение диода, рассчитанное с помощью формул табл. 4-1; $I_R=(3\div5)\ I_{\text{обр.макс}}$ — ток через резисторы $R_{\text{ш}}$; $N_{\text{д}}$ — число последовательно включенных диодов в каждом плече выпрямителя ($N_{\text{д}} \geqslant U_{\text{обр.и}}/U_{\text{обр.и.макс}}$, где





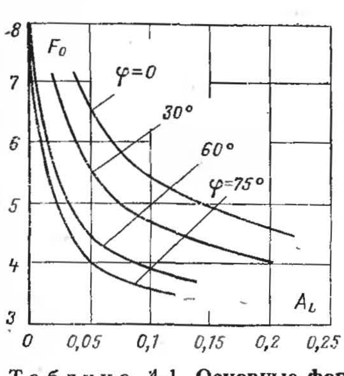


Рис. 4-5. Зависимости расчетного коэффициента B_0 от параметра A_L при разных значениях φ.

Рис. 4-6. Зависимости расчетного коэффициента D_0 от параметра A_L при разных значениях φ.

Рис. 4-7. Зависимости расчетного коэффициента F_0 от параметра A_L при разных значениях φ.

Таблица 4-1. Основные формулы для расчета однофазных выпрямителей с емкостным сглаживающим фильтром

Схема выпрямителя	Средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.и}$	Импульсный прямой ток диода $I_{пр.и}$	Вспомогательный расчетный коэффициент k_L	Напряжение на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода U_{2x}
Рис. 4-1,*б*	$\frac{I_н}{2}$	$2U_{2x}\sqrt{2} \approx \approx 3U_н$	$\frac{I_н}{2}F_0 \approx \approx 3,5 I_н$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$B_0 U_н$
Рис. 4-1,*в*	$\frac{I_н}{2}$	$U_{2x}\sqrt{2} \approx \approx 1,5U_н$	$\frac{I_н}{2}F_0 \approx \approx 3,5 I_н$	$5 \cdot 10^{-3}$	$B_0 U_н$
Рис. 4-2	$I_н$	$2U_{2x}\sqrt{2} \approx \approx 1,5U_н$	$I_н F_0 \approx 7 I_н$	$1,25 \cdot 10^{-3}$	$B_0 \frac{U_н}{2}$

Схема выпрямителя	Эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора $I_{2эф}$	Эффективное значение тока через диоды $I_{д.эф}$	Эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора $I_{1эф}$	Габаритная мощность трансформатора (приблизительно) $P_{габ}$
Рис. 4-1,*б*	$D_0 \frac{I_н}{2}$	$D_0 \frac{I_н}{2}$	$n_т I_{2эф} \sqrt{2}$	$1{,}8\, P_н$
Рис. 4-1,*в*	$D_0 \frac{I_н}{\sqrt{2}}$	$D_0 \frac{I_н}{2}$	$n_т I_{2эф}$	$1{,}5\, P_н$
Рис. 4-2	$D_0 I_н \sqrt{2}$	$D_0 I_н$	$n_т I_{2эф}$	$1{,}5\, P_н$

Примечание. $n_т$ — коэффициент трансформации силового трансформатора; $P_н$ — мощность нагрузки.

$U_{обр.и.макс}$ — максимально допустимое обратное напряжение диода выбранного типа).

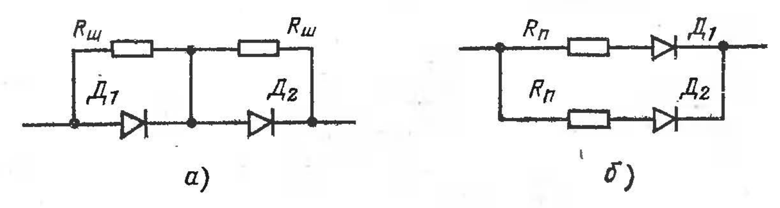
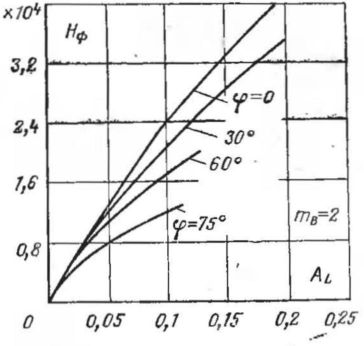


Рис. 4-8. Последовательное (*а*) и параллельное (*б*) включение диодов в каждом плече выпрямителя.

Резисторы $R_п$ (рис. 4-8, *б*) служат для равномерного распределения токов между параллельно включенными диодами в их открытом состоянии. Сопротивление каждого из них определяется по формуле $R_п = U_R N'_д / I_{вп.ср}$, где $U_R \geqslant (3 \div 5)\ U_{пр}$; $I_{вп.ср}$ — среднее значение тока, вычисленное по формулам табл. 4-1; $N'_д$ — число параллельно включенных диодов в каждом плече выпрямителя ($N'_д \geqslant I_{вп.ср}/I_{вп.ср.макс}$, где $I_{вп.ср.макс}$ — максимально допустимый средний выпрямленный ток каждого из диодов выбранного типа).

Требуемое значение емкости конденсатора фильтра вычисляется по формуле $C_ф = H_ф / r_в f K_{пульс}$, где $H_ф$ — некоторый вспомо-

Рис. 4-9. Зависимость расчетного коэффициента $H_{ф}$ от параметра A_L при разных значениях φ.



гательный коэффициент, определяемый с помощью графиков на рис. 4-9; $K_{пульс} = \Delta U_{н\sim}/U_н$ (где $\Delta U_{н\sim}$ — амплитудное значение пульсаций выходиого напряжения). Тип конденсатора фильтра выбираем по расчетному значению $C_ф$, рабочему напряжению $U_{2х}\sqrt{2}$ и амплитуде переменной составляющей приложенного напряжения.

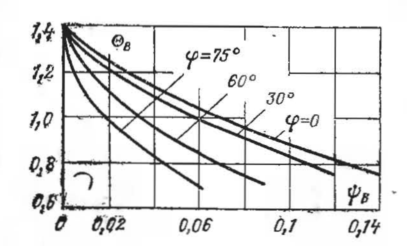


Рис. 4-10. Зависимость $\theta_в$ от $\psi_в$ при разных значениях φ.

Рассчитываем внешнюю характеристику $U_н$ ($I_н$) выпрямителя по формуле $U_н = U_{2х} \cos \theta_в$. Значения $\theta_в$ определяются в соответствии с графиками на рис. 4-10 для известного значения аргумента $\psi_в = I_н r_в / m_в U_{2х}$. Для выпрямителя с удвоением напряжения полученное значение $U_н$ следует увеличить в 2 раза.

По внешней характеристике выпрямителя (рис. 4-11) находим его внутреннее сопротивление

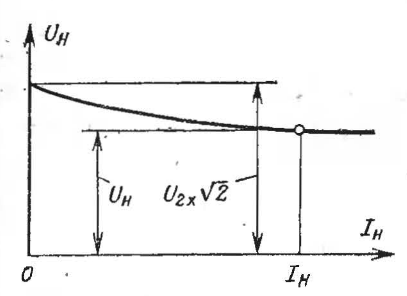


Рис. 4-11. Внешняя характеристика выпрямителя.

$$R_{вн} = (U_{н.х} - U_н)/I_н,$$

где $U_{н.х} = 1,41\,U_{2х}$.

При работе выпрямителя (см. рис. 4-1, *б*, *в*) на сглаживающий фильтр *LC*-типа ток, протекающий через каждый из открытых диодов, имеет практически прямоугольную форму (см. рис. 4-4, *б*) при достаточно большой индуктивности дросселя. Напряжение на нагрузке в этом случае практически равно среднему значению напряжения на входе фильтра, а переменная составляющая этого напряжения выделяется на дросселе фильтра.

Таблица 4-2. **Основные формулы для расчета однофазных выпрямителей со сглаживающим фильтром *LC*-типа**

Схема выпрямителя	Средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.и}$	Импульсный прямой ток диода $I_{пр.и}$	Вспомогательный расчетный коэффициент k_L
Рис. 4-1,*б*	$\frac{I_н}{2}$	$2U_{2х}\sqrt{2}$	$I_н$	$5,5\cdot10^{-3}$
Рис. 4-1,*в*	$\frac{I_н}{2}$	$U_{2х}\sqrt{2}$	$I_н$	$6,4\cdot10^{-3}$

Продолжение табл. 4-2

Схема выпрямителя	Эффективное значение тока			Габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$
	первичной обмотки трансформатора $I_{1эф}$	вторичной обмотки трансформатора $I_{2эф}$	диода $I_{д.эф}$	
Рис. 4-1,*б*	$n_т I_н$	$0,71\,I_н$	$0,71\,I_н$	$1,34\,U_{н.х}\,I_н$
Рис. 4-1,*в*	$n_т I_н$	$I_н$	$0,71\,I_н$	$1,11\,U_{н.х}\,I_н$

В табл. 4-2 приведены основные формулы для расчета выпрямителей со сглаживающим фильтром *LC*-типа.

Минимально допустимая индуктивность дросселя сглаживающего фильтра $L_ф$, при которой сохраняется режим непрерывного тока в дросселе,

$$L_{ф.мин} = U_н/3\pi f I_{н.мин}.$$

Строим нагрузочную характеристику выпрямителя по двум точкам — точке $I_н = 0$; $U_н = U_{2х}\sqrt{2}$ (режим холостого хода выпрямителя) и точке $I_н$; $U_н$ (номинальная нагрузка выпрямителя).

Находим внутреннее сопротивление выпрямителя по формуле $R_{вн} \approx (\sqrt{2}\,U_{2х} - U_н)/I_н$. Определяем коэффициент сглаживания пульсаций $q_ф = K_{пульс.вх}/K_{пульс}$, где $K_{пульс.вх}$ и $K_{пульс}$ — отно-

сительные значения (по отношению к соответствующему постоянному напряжению) амплитуды 1-й гармоники переменной составляющей напряжения на входе и выходе фильтра. Иначе, $K_{пульс.вх}$ и $K_{пульс}$ называются коэффициентами пульсаций напряжений на входе и выходе фильтра.

Значение $K_{пульс}$ задается в исходных данных для расчета выпрямителя; значение $K_{пульс.вх}$ определяется типом схемы выпрямителя. Как показано в [13], для рассматриваемых в настоящее время разделе однофазных двухполупериодных выпрямителей (рис. 4-1, *б, в*) $K_{пульс.вх}=67\%$.

Находим требуемое значение емкости конденсатора фильтра по формуле

$$C_ф = \frac{q_ф \cdot 10^6}{m_в^2 \cdot 4\pi^2 f^2 L_ф},$$

где $L_ф \geqslant L_{ф.мин}$; $m_в = 2$ для рассматриваемых выпрямителей.

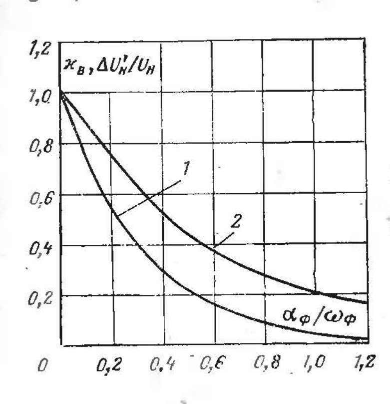


Рис. 4-12. Зависимости $\Delta U_н'/U_н$ (кривая *1*) и $\varkappa_в$ (кривая *2*) от $\alpha_ф/\omega_ф$.

Определяем максимальное напряжение на конденсаторе фильтра без учета перенапряжений $U_{раб} \geqslant U_{н.х} = \sqrt{2}\, U_{2х}$.

Вычисляем коэффициент затухания для фильтра LC-типа по формуле

$$\alpha_ф = \frac{1}{2L_ф}\left(R_{вн} + \frac{L_ф I_н}{C_ф U_н}\right)$$

и собственную частоту фильтра по формуле $\omega_ф = 1/\sqrt{L_ф C_ф}$. С помощью графика *1* на рис. 4-12 по известному значению отношения $\alpha_ф/\omega_ф$ находим относительное увеличение напряжения на конденсаторе в момент включения выпрямителя $\Delta U_н'/U_н$, а затем и амплитуду этого напряжения

$$U_{н.м}' = U_н\,(1 + \Delta U_н'/U_н).$$

Определяем перенапряжение на конденсаторе фильтра при резком изменении тока от $I_н$ до $I_{н.мин}$.

Находим

$$\alpha_ф = \frac{1}{2L_ф}\left(R_{вн} + \frac{L_ф I_{н.мин}}{C_ф U_н}\right)$$

и с помощью кривой 2 на рис. 4-12 определяем значение $\varkappa_в$, пропорциональное относительному увеличению напряжения на конденсаторе фильтра в момент уменьшения нагрузки $\Delta U''_н / U_н$:

$$\varkappa_в = \frac{\Delta U''_н}{U_н}\left(\frac{U_н}{I_н - I_{н.мин}}\sqrt{\frac{C_ф}{L_ф}}\right).$$

Затем рассчитываем амплитуду напряжения на конденсаторе фильтра в момент уменьшения нагрузки выпрямителя:

$$U''_{н.м} = U_н\,(1 + \Delta U''_н / U_н).$$

Подбираем тип и количество конденсаторов фильтра по их известной емкости. Рабочее напряжение выбранных конденсаторов должно превышать большее из значений $U'_{н.м}$ и $U''_{н.м}$.

4-2. Трехфазные выпрямители

Схемы трехфазных выпрямителей, получившие наиболее широкое практическое применение в средствах вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры, приведены на рис. 4-13.

Схемы выпрямителей на рис. 4-13, *а, б* представляют собой трехфазные схемы с выводом нулевой точки вторичных обмоток трансформатора и отличаются друг от друга только способом взаимного включения первичных обмоток трехфазного трансформатора.

По сравнению с однофазными двухполупериодными схемами (см. рис. 4-1, *б, в*) в рассматриваемых схемах уровень пульсаций

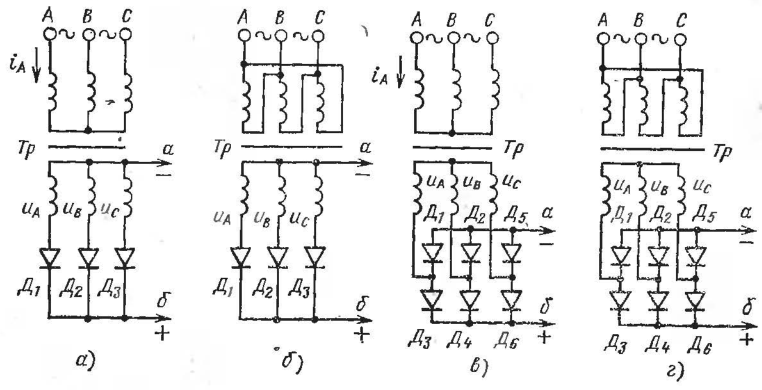


Рис. 4-13. Основные схемы трехфазных выпрямителей.

выходного напряжения при прочих равных условиях значительно меньше, а их частота выше. К недостаткам трехфазных выпрямителей с выводом нулевой точки вторичных обмоток силового трансформатора относятся повышенное обратное напряжение на выпрямительных диодах; плохое использование силового трансформатора, подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Мостовые схемы трехфазных выпрямителей (рис. 4-13, *в*, *г*), получившие название схем Ларионова, по сравнению с ранее рассмотренными имеют следующие преимущества: при одном и том же выпрямленном напряжении обратное напряжение на полупроводниковых диодах вдвое меньше, трансформатор используется значительно лучше, подмагничивание его сердечника отсутствует, уровень пульсаций выходного напряжения значительно меньше, а их частота вдвое больше. К недостаткам мостовых трехфазных схем относятся вдвое большее число полупроводниковых диодов и повышенное падение напряжения на каждом из плеч выпрямителя. Такие выпрямители используют для работы на активную нагрузку, на нагрузку с емкостным фильтром и фильтром *LC*-типа.

Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу трехфазных выпрямителей на активную нагрузку, приведены на рис. 4-14 и 4-15. Диаграммы на рис. 4-14 относятся к трехфазным выпрямительным схемам с выводом нулевой точки вторичной обмотки силового трансформатора, диаграммы на рис. 4-15 — к мостовым трехфазным выпрямителям.

В трехфазной выпрямительной схеме с выводом нулевой точки вторичных обмоток силового трансформатора (см. рис. 4-13, *а*, *б*) в любой произвольно выбранный момент времени открыт только один диод (рис. 4-14), а именно тот, у которого анод («+» диода) находится под наибольшим положительным потенциалом.

На рис. 4-14 для данных выпрямителей показаны форма тока в нагрузке $i_н$ и напряжения на ней $u_н$, формы токов через диоды $i_{Д1}$ — $i_{Д3}$ и первичную обмотку трансформатора в фазе $A (i_A)$, кривая обратного напряжения на диоде $Д_1$. В мостовых трехфазных выпрямителях (см. рис. 4-13, *в*, *г*) в любой произвольно выбранный момент времени ток проводят два диода, у которых анод находится под наиболее положительным потенциалом, а катод — под наиболее отрицательным.

На рис. 4-15 показаны кривые выходного напряжения $u_н$ и тока нагрузки $i_н$, формы токов через все диоды выпрямителя $i_{Д1}$—$i_Д$ и тока в фазе *А*, форма обратного напряжения на диоде $Д_1$ ($U_{обр1}$).

Выше рассматривался случай активной нагрузки трехфазных выпрямителей при полной симметрии питающих напряжений. Основные расчетные формулы для данного случая сведены в табл. 4-3. Коэффициенты пульсаций выпрямленного напряжения в рассматриваемых выпрямителях соответственно равны $K_{пульс}=25\%$ для трехфазных схем с выводом нулевой точки вторичной обмотки силового трансформатора и $K_{пульс}=5{,}7\%$ для трехфазных мостовых схем.

Характер процессов в трехфазных выпрямителях при их работе на нагрузку со сглаживающим фильтром *С*- или *LC*-типа качественно соответствует характеру аналогичных процессов в однофазных выпрямителях при той же нагрузке. Основные расчетные формулы для трехфазных выпрямителей с емкостным фильтром и фильтром *LC*-типа [11, 13] приведены в табл. 4-4 и 4-5.

Таблица 4-3. **Основные формулы для расчета на активную нагрузку**

Схема выпрямителя	Средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.и}$	Импульсный прямой ток диода $I_{пр.и}$	Вспомогательный расчетный коэффициент k_L
Рис. 4-13,*а* Рис. 4-13,*б*	$\frac{I_н}{3}$	$2{,}1\,U_{н.х} \approx$ $\approx U_{2х}\sqrt{6}$	$1{,}21\,I_н$	$3{,}3\cdot10^{-3}$
Рис. 4-13,*в* Рис. 4-13,*г*	$\frac{I_н}{3}$	$1{,}05\,U_{н.х} \approx$ $\approx U_{2х}\sqrt{6}$	$1{,}05\,I_н$	$1\cdot10^{-3}$

Таблица 4-4. **Основные формулы для расчета трехфазных**

Схема выпрямителя	Средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.и}$	Импульсный прямой ток диода $I_{пр.и}$	Вспомогательный расчетный коэффициент k_L
Рис. 4-13,*а*	$\frac{I_н}{3}$	$2\,U_{2х}\sqrt{2} \approx 3U_н$	$\frac{I_н}{3}F_0 \approx 2{,}3\,I_н$	$4{,}1\cdot10^{-3}$
Рис. 4-13,*б*	$\frac{I_н}{3}$	$2\,U_{2х}\sqrt{2} \approx 3U_н$	$\frac{I_н}{3}F_0 \approx 2{,}3\,I_н$	$4{,}1\cdot10^{-3}$
Рис. 4-13,*в* Рис. 4-13,*г*	$\frac{I_н}{3}$	$U_{2х}\sqrt{6} \approx 1{,}5\,U_н$	$\frac{I_н}{6}F_0 \approx 1{,}15\,I_н$	$1{,}9\cdot10^{-3}$

Таблица 4-5. **Основные формулы для расчета трехфазных**

Схема выпрямителя	Средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$	Импульсное обратное напряжение диода $U_{обр.и}$	Импульсный прямой ток диода $I_{пр.и}$	Вспомогательный расчетный коэффициент k_L
Рис. 4-13,*а* Рис. 4-13,*б*	$\frac{I_н}{3}$	$2{,}1\,U_{н.х} =$ $= U_{2х}\sqrt{6}$	$I_н$	$3{,}3\cdot10^{-3}$
Рис. 4-13,*в* Рис. 4-13,*г*	$\frac{I_н}{3}$	$1{,}05\,U_{н.х} =$ $= U_{2х}\sqrt{6}$	$I_н$	$1\cdot10^{-3}$

трехфазных выпрямителей, работающих без сглаживающего фильтра

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода $U_{2х}$	Эффективное значение тока			Габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$
	первичной обмотки трансформатора $I_{1эф}$	вторичной обмотки $I_{2эф}$	диода $I_{д.эф}$	
$0,855\,U_{н.х}$	$0,47\,n_т I_н$	$0,58\,I_н$	$0,58\,I_н$	$1,36\,U_{н.х} I_н$
$0,43\,U_{н.х}$	$0,82\,n_т I_н$	$0,82\,I_н$	$0,58\,I_н$	$1,05\,U_{н.х} I_н$

выпрямителей с емкостным сглаживающим фильтром

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода $U_{2х}$	Эффективное значение тока			Габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$
	первичной обмотки $I_{1эф}$	вторичной обмотки $I_{2эф}$	диода $I_{д.эф}$	
$B_0 U_н$	$n_т I_{2эф} \frac{\sqrt{6}}{3}$	$D_0 \frac{I_н}{3}$	$D_0 \frac{I_н}{3}$	$2\,U_н I_н$
$B_0 U_н$	$n_т \sqrt{I_{2эф}^2 - \frac{I_н^2}{9}}$	$D_0 \frac{I_н}{3}$	$D_0 \frac{I_н}{3}$	$2\,U_н I_н$
$\frac{B_0 U_н}{\sqrt{3}}$	$n_т I_{2эф}$	$D_0 \frac{I_н}{3}$	$D_0 \frac{I_н}{6} \sqrt{2}$	$1,2\,U_н I_н$

выпрямителей со сглаживающим фильтром *LC*-типа

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода $U_{2х}$	Эффективное значение тока			Габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$
	первичной обмотки $I_{1эф}$	вторичной обмотки $I_{2эф}$	диода $I_{д.эф}$	
$0,855\,U_{н.х}$	$0,47\,n_т I_н$	$0,58\,I_н$	$0,58\,I_н$	$1,35\,U_{н.х} I_н$
$0,43\,U_{н.х}$	$0,82\,n_т I_н$	$0,82\,I_н$	$0,58\,I_н$	$1,05\,U_{н.х} I_н$

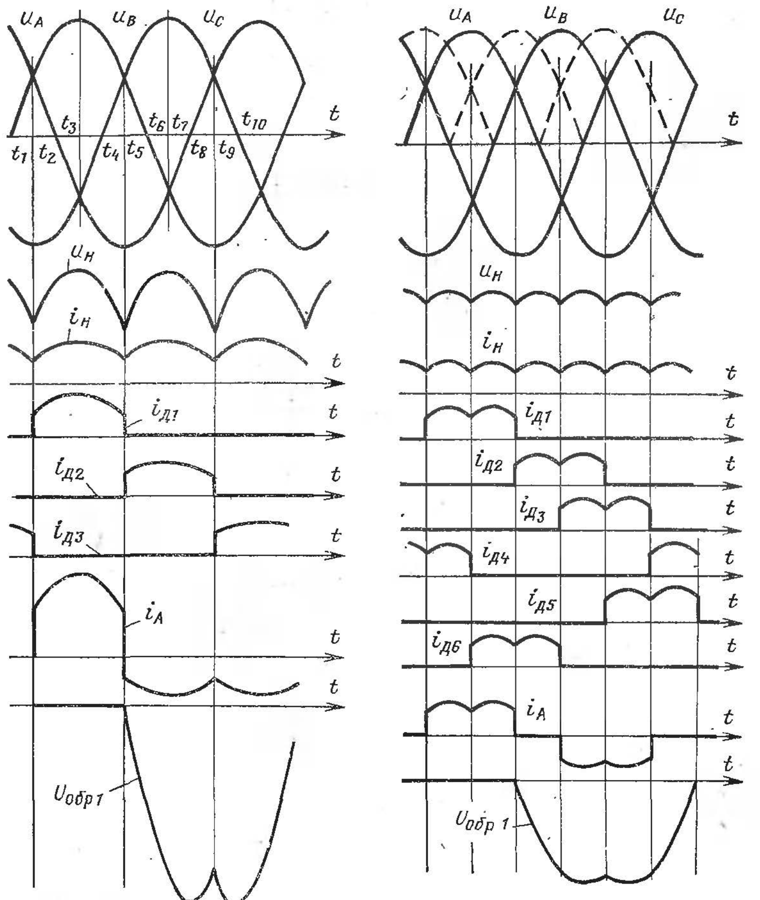


Рис. 4-14. Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу трехфазных выпрямителей с выводом нулевой точки вторичных обмоток трансформатора в случае активной нагрузки без фильтра.

Рис. 4-15. Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу мостовых трехфазных выпрямителей на активную нагрузку без фильтра.

Методика расчета трехфазных выпрямителей совпадает с методикой расчета однофазных выпрямителей. В этом случае в расчетную формулу для $L_{р}$ следует подставить $s_{т}=3$, при определении A_{L}, $\psi_{в}$ и $U_{н.х}$ принять $m_{в}=3$ для схем с выводом нулевой точки вторичных обмоток трансформатора или $m_{в}=6$ для мостовых схем.

4-3. Транзисторные сглаживающие фильтры

Особую группу сглаживающих фильтров представляют собой транзисторные фильтры, в которых для подавления пульсаций выпрямленных напряжений используется транзистор, работающий в режиме активного усиления.

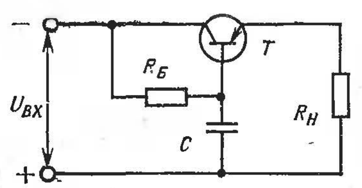


Рис. 4-16. Схема простейшего транзисторного фильтра.

Принцип действия транзисторных фильтров рассмотрим на примере простейшей схемы, изображенной на рис. 4-16. На вход такого устройства подается выпрямленное напряжение $U_{вх}$, содержащее в своем составе как постоянную, так и переменную составляющие. Переменная составляющая входного напряжения благодаря соответствующему включению конденсатора C выделяется на резисторе $R_{Б}$, включенном в цепь базы транзистора T. Для этой цели должно выполняться следующее неравенство: $R_{Б} \gg 1/m_{в} \times 2\pi f C$.

В этом случае ток базы транзистора T практически не содержит переменной составляющей, а следовательно, и ток коллектора тоже почти не изменяется во времени. По этой причине вся переменная составляющая входного напряжения практически полностью выделяется на транзисторе. Небольшие пульсации напряжения на нагрузке являются следствием некоторого увеличения коэффициента передачи тока транзистора в функции приложенного к нему напряжения, а также сравнительно небольшой переменной составляющей напряжения на конденсаторе C.

Коэффициент сглаживания (фильтрации) переменной составляющей приложенного напряжения $q_{ф}^{*}$ для такого фильтра равен [13]:

$$q_{ф}^{*}=\frac{\Delta U_{вх\sim}}{\Delta U_{и\sim}}=1\Bigg/\sqrt{\frac{r_{Б}^{2}}{r_{К}^{2}}+\frac{x_{c}^{2}}{r_{К}^{2}}+\frac{x_{c}^{2}}{R_{Б}^{2}}+\frac{2x_{c}^{2}}{R_{Б}r_{К}}}, \quad (4\text{-}1)$$

где $r_{Б}$ и $r_{К}$ — соответственно сопротивления базы и коллектора транзистора T; $x_{c}=1/m_{в}\cdot 2\pi f C$.

Как отмечено в [13], включение нагрузки в цепь коллектора транзистора приводит к уменьшению коэффициента сглаживания фильтра.

При увеличении тока нагрузки сопротивление $R_Б$ уменьшается, что приводит к необходимости значительного увеличеиия емкости (а значит, массы и габаритов) конденсатора C. В этом случае рекомендуется применять транзисторный фильтр с двухзвенным RC-фильтром в цепи базы транзистора (рис. 4-17, *а*). В схеме на рис. 4-17, *б* ток делителя R_1—R_3 должен выбираться значительно бо́льшим, чем ток базы транзистора T.

Для такой схемы коэффициент сглаживания равен:

$$\overset{*}{q}_ф = 1 \Bigg/ \sqrt{\frac{x_c^2}{r_К^2} + \left(\frac{r_В}{r_К} - \frac{4\,x_{c2}\,x_{c1}}{(R_1 + R_2)^2}\right)^2}. \qquad (4\text{-}2)$$

Лучшие характеристики по сравнению с простейшими схемами транзисторных фильтров имеют схемы, выполненные на составном транзисторе. В качестве примера на рис. 4-18 приведена одна из таких схем.

Здесь силовой транзистор выполнен составным на транзисторах T_1—T_3 с целью увеличения коэффициента передачи тока и уменьшения выходной проводимости. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, одно из плеч которого шунтировано конденсатором C. Резисторы R_3 и R_4 обеспечивают устойчивую работу составного транзистора при изменении температуры окружающей среды. Ток, протекающий через каждое из них, должен превышать максимальное значение обратного тока коллектор—эмиттер соответствующего транзистора.

Пример расчета подобного транзисторного фильтра приведен в [13]. Расчет проводился при следующих исходных данных: $U_н$=20 В, $R_н$ =15÷25 Ом, суммарная нестабильность выходного напряжения $\Delta U_н$ меньше ±3,5 В (от изменения $R_н$ — $\Delta U_н$ меньше ±1 В, от изменения температуры окружающей среды в диапазоне от —10 до +50°С $\Delta U_н$ меньше ±0,5 В); нестабильность входного напряжения $\Delta U_{вх} = {}^{+5}_{-10}$ %; коэффициент пульсаций входного напряжения $K_{пульс.вх}$=0,1; частота пульсаций f=800 Гц; коэффициент сглаживания $\overset{*}{q}_ф = 50$.

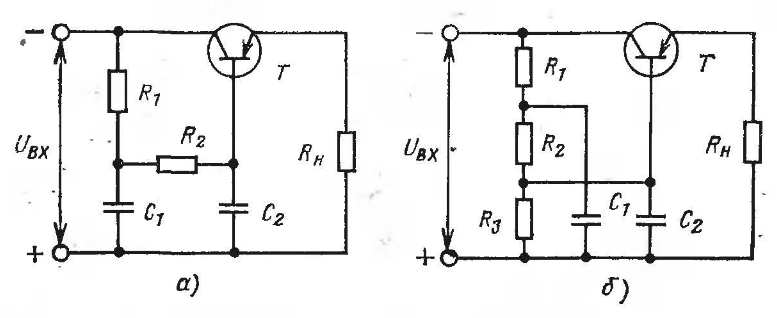


Рис. 4-17. Транзисторные фильтры с двухзвенным RC-фильтром в цепи базы транзистора.

Параметры элементов рассчитанного фильтра: транзисторы T_1 — П210, T_2 — П214, T_3 — МП14, $R_1=1{,}8$ кОм, $R_2=6{,}8$ кОм, $R_3=5{,}1$ кОм, $R_4=820$ Ом, $R_5=1{,}5$ кОм, $C=10$ мкФ, требуемое номинальное значение напряжения питания равно 26,6 В.

На рис. 4-19 приведены практические схемы транзисторных сглаживающих фильтров, выполненных на базе интегральных микросхем 1УТ402 (рис. 4-19, *а*) и 1УТ405 (рис. 4-19, *б*).

Параметры элементов транзисторного фильтра на рис. 4-19, *а*: $R_1\approx0{,}5$ МОм (подбирается при настройке фильтра с целью установки требуемого значения выходного напряжения); $R_2=R_3=1$ кОм; $R_4=R_5=R_6=R_7=1$ МОм; $C_1=C_4=C_5=0{,}22$ мкФ; $C_2=C_3=1000$ пФ; T_1 — КТ903, T_2, T_3 — КТ315, $У_1$ — 1УТ402. Параметры элементов транзисторного фильтра на рис. 4-19, *б*: $R_1=1$ МОм (подбирается при настройке); $R_2=R_4=R_5=R_6=1$ МОм; $R_3=100$ Ом; $C_1=C_3=C_4=0{,}03$ мкФ; $C_2=1000$ пФ; $У_1$ — 1УТ405; T_1 — КТ903; T_2, T_3 — КТ315.

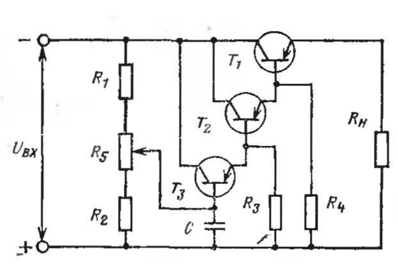


Рис. 4-18. Транзисторный фильтр с составным транзистором.

Разработанный в [16] транзисторный фильтр (рис. 4-19, *а*) при напряжении питания $U_{вх}=25$ В, напряжении на нагрузке $U_н=19\div21$ В и токе нагрузке $I_н=0{,}7$ А имеет при частоте пульсаций 20, 50, 100 и 800 Гц коэффициент сглаживания, равный 2000, 4000, 6000 и 12 000.

Применение микросхемы 1УТ405 вместо 1УТ402 позволило при тех же параметрах и фильтрующих свойствах транзисторного фильтра примерно в 8—10 раз снизить суммарную установленную ем-

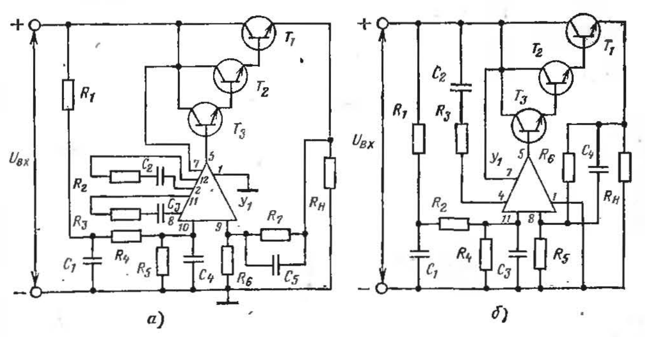


Рис. 4-19. Транзисторные фильтры на базе интегральных микросхем 1УТ402 (*а*) и 1УТ405 (*б*).

кость используемых конденсаторов. Транзисторные сглаживающие фильтры не обладают стабилизирующим действием — медленные изменения напряжения на их входе приводят к пропорциональному изменению напряжения на нагрузке.

Во всех случаях, когда одновременно с подавлением пульсаций выпрямленного напряжения требуется и его стабилизация в условиях изменяющегося напряжения питания и нагрузки, на практике применяются транзисторные стабилизаторы непрерывного действия. Принцип их работы и основные схемы будут рассмотрены в гл. 6.

4-4. Особенности работы и расчета выпрямителей при питании от переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты

В современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры сравнительно часто используется подключение выпрямителей к выходу статических преобразователей напряжения, выполненных на полупроводниковых приборах. При этом напряжение на входе выпрямителя имеет либо прямоугольную, либо ступенчатую форму. Ввиду того, что такой режим работы выпрямителя значительно отличается от рассмотренного в параграфах 4-1 и 4-2, ниже приводятся характерные особенности работы и расчет выпрямителя при питании его от переменного напряжения прямоугольной формы.

При питании выпрямителя от прямоугольного напряжения повышенной частоты существенно проявляются инерционные свойства полупроводниковых диодов. В момент коммутации напряжения диоды теряют вентильные свойства на интервалах, составляющих существенную часть рабочего полупериода. Это приводит к изменению характеристик выпрямителей и должно учитываться при их проектировании. Кроме того, учет влияния инерционных свойств диодов обязателен также при анализе процессов в транзисторных инверторах, к которым подключены выпрямители.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром (рис. 4-20, *а, б*) при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы с длительностью фронтов $t_ф$. Пусть в момент времени t_1 (рис. 4-20, *в*) напряжение на входе выпрямителя, а следовательно, и прямой ток открытого диода $Д_1$ ($Д_4$) начали уменьшаться. В момент t_2, когда переменное напряжение сравнялось с напряжением на нагрузке, ток через открытые диоды выпрямителя становится равным нулю, а затем изменяет свое направление.

В момент времени t_3 заканчивается процесс рассасывания избыточных носителей заряда в базовой области закрываемого диода и ток через него резко уменьшается. Длительность интервала рассасывания и амплитуда обратного тока через диоды выпрямителя зависят от их инерционных свойств и скорости изменения тока, протекающего через диоды на интервале рассасывания. В момент времени t_4, когда изменившее знак напряжение на входе выпрямителя вновь станет равным напряжению на нагрузке, открываются очередные диоды, через которые происходит подзаряд конденсатора фильтра.

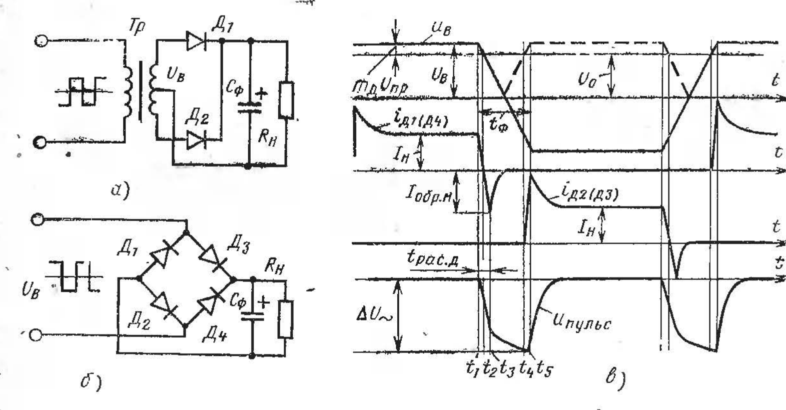


Рис. 4-20. Однофазные выпрямители с емкостиым фильтром при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы.

Пусть при смене полярности напряжения на входе выпрямителя оно изменяется по линейному закону

$$u_{\text{в}} = U_{\text{в}}\ (1 - 2\,t/t_{\text{ф}}), \tag{4-3}$$

где $t_{\text{ф}}$ — длительность фронтов переменного напряжения.

В этом случае изменение тока через закрываемый диод выпрямителя в интервале рассасывания избыточных носителей заряда в его базовой области определяется выражением

$$i_{\text{д}} \approx \frac{U_{\text{в}}}{R_{\text{н}}}\left(1 - \frac{2\,U_{\text{в}}}{m_{\text{д}}\,U_{\text{пр}}}\ \frac{t}{t_{\text{ф}}}\right), \tag{4-4}$$

где $m_{\text{д}}$ — число диодов в каждом плече выпрямителя.

Длительность интервала рассасывания $t_{\text{рас.д}}$ может быть определена с помощью графика на рис. 4-21. Коммутационный выброс обратного тока через выпрямительный диод

$$\frac{I_{\text{обр.м}}}{I_{\text{н}}} = 1 - \frac{2\,U_{\text{в}}}{m_{\text{д}}\,U_{\text{пр}}}\ \frac{t_{\text{рас.д}}}{t_{\text{ф}}}\ , \tag{4-5}$$

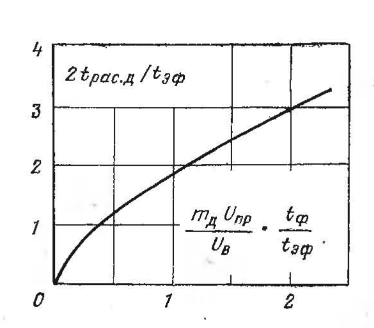


Рис. 4-21. Зависимость $t_{\text{рас.д}}$ от параметра $\dfrac{m_{\text{д}}\,U_{\text{пр}}}{U_{\text{в}}}\ \dfrac{t_{\text{ф}}}{t_{\text{эф}}}$.

где $U_в$ — напряжение на входе выпрямителя; $U_{пр}$ — падение напряжения на открытом диоде; $I_н$ — ток нагрузки выпрямителя.

Требуемая емкость конденсатора фильтра $C_ф$ при заданном уровне пульсаций выпрямленного напряжения $\Delta U_{н\sim}$ определяется по формулам:

при $t_ф \ll t_{эф}$ и $t_{эф} \ll R_н C_ф$

$$C_ф \approx \frac{U_в^2 \, t_{рас.д}^2}{\Delta U_{н\sim} \, m_д \, U_{пр} \, R_н \, t_ф}; \tag{4-6}$$

при $t_{эф} \to 0$ (случай безынерционных диодов в выпрямителе)

$$C_ф \approx \frac{U_в \, t_ф}{\Delta U_{н\sim} \, R_н}. \tag{4-7}$$

При работе выпрямителя на LC-фильтр с большой индуктивностью дросселя (рис. 4-22, *а, б*) ток открытого диода остается практически неизменным в течение полупериода вплоть до момента смены полярности входного напряжения (рис. 4-22, *в*). В интервале рассасывания избыточных носителей в базовой области закрываемого диода, который наступает вслед за прохождением напряжения на входе выпрямителя через нулевое значение, все диоды выпрямителя одновременно оказываются в открытом состоянии.

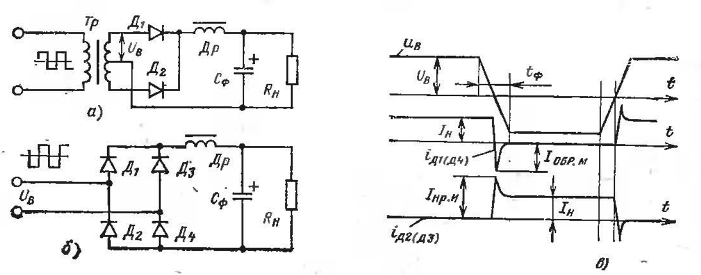


Рис. 4-22. Однофазные выпрямители со сглаживающим фильтром LC-типа при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы.

Можно показать, что в идеализированном случае, когда вольт-амперная характеристика открытого диода определяется выражением $U_{пр} = I_{пр} r_{пр.д}$, где $r_{пр.д}$ — сопротивление проводящего диода, ток через закрываемый диод в интервале рассасывания изменяется в соответствии с выражением (4-4), а амплитуда обратного тока через него может быть вычислена по формуле (4-5). При этом амплитуда прямого тока через выпрямительные диоды достигает значения

$$I_{пр.и} \approx \frac{2 U_в}{m_д U_{пр}} \; \frac{t_{рас.д}}{t_ф}. \tag{4-8}$$

Таким образом, независимо от вида сглаживающего фильтра инерционные свойства полупроводниковых диодов обусловливают появление коммутационных токов через диоды выпрямителя и

приводят к возрастанию потерь мощности в последнем пропорционально с увеличением частоты выпрямляемого напряжения.

Наиболее сильное влияние инерционных свойств выпрямительных диодов на значение пульсаций выходного напряжения проявляется в случае емкостного сглаживающего фильтра, так как при смене полярности переменного напряжения конденсатор фильтра разряжается здесь через цепь с очень малой постоянной времени. В случае сглаживающего фильтра LC-типа дроссель увеличивает постоянную времени разрядной цепи конденсатора, в которую входят закрываемые диоды выпрямителя, и ослабляет влияние их инерционных свойств на уровень пульсаций выпрямленного напряжения.

Для реальных выпрямителей, как правило, не удается обеспечить одинаковую амплитуду напряжения на входе сглаживающего фильтра в обоих смежных полупериодах переменного напряжения. Это является результатом неизбежного разброса постоянных прямых напряжений диодов в обоих плечах выпрямителя, несимметрии выходных обмоток трансформатора в схемах на рис. 4-20, *а* и 4-22, *а*, а при включении выпрямителя на выход инвертора, кроме того, еще и результатом разброса падений напряжения на открытых транзисторах в обоих плечах последнего.

В этом случае пульсации выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя имеют двоякий характер: высокочастотные (импульсные) пульсации, обусловленные ненулевой длительностью фронтов выпрямляемого напряжения ($\Delta U_{\sim}$), и низкочастотные пульсации, которые появляются вследствие различия в амплитудах выпрямляемого напряжения в его смежных полупериодах ($\Delta U_{н}$).

На рис. 4-23 в качестве примера приведены временные диаграммы токов и напряжений для выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром, когда амплитудные значения выпрямляемого напряжения в его обоих смежных полупериодах не равны друг другу.

В момент t_1 напряжение на входе выпрямителя начало уменьшаться. При этом ток, протекающий через открытый диод $Д_1$ ($Д_4$), уменьшается до нуля, а затем изменяет свое направление. Обратный ток через диод $Д_1$ ($Д_4$) резко спадает до нуля после окончания процесса рассасывания избыточных носителей заряда в его базовой области (момент t_2). Конденсатор фильтра, первоначально заряженный до напряжения $U'_в - m_д U_{пр}$, начинает разряжаться на сопротивление нагрузки, а в интервале t_1—t_2 — и на внутреннее сопротивление источника питания. До тех пор, пока уменьшающееся напряжение на конденсаторе $C_ф$ не достигнет значения $U''_в$, ток через диод $Д_2$ ($Д_3$) отсутствует.

В момент t_3 напряжение на конденсаторе фильтра сравнялось с напряжением на входе выпрямителя и через диод $Д_2$ ($Д_3$) начал нарастать прямой ток, который достигает значения тока нагрузки, когда напряжение на $C_ф$ будет равно $U''_в - m_д U_{пр}$ (момент t_4). Уменьшение напряжения на входе выпрямителя в момент t_5 приводит к дополнительному разряду $C_ф$ до своего минимального напряжения (момент t_6), после чего при равенстве напряжений $u_в$ и $u_н$ открывается диод $Д_1$ и начинается подзарядка конденсатора $C_ф$.

Из приведенных на рис. 4-23 кривых видно, что емкостный фильтр отличается сравнительно плохим сглаживающим действи-

ем относительно низкочастотной пульсации выпрямленного напряжения. При этом токи через оба плеча выпрямителя могут протекать в течение различных по длительности интервалов времени.

Увеличение емкости конденсатора $C_ф$ с целью уменьшения общего уровня пульсаций выходного напряжения приводит к увеличению отмеченной несимметрии в токах, протекающих через плечи выпрямителя. При достаточно большой емкости конденсатора $C_ф$ может наступить режим однотактного выпрямления, когда ток че-

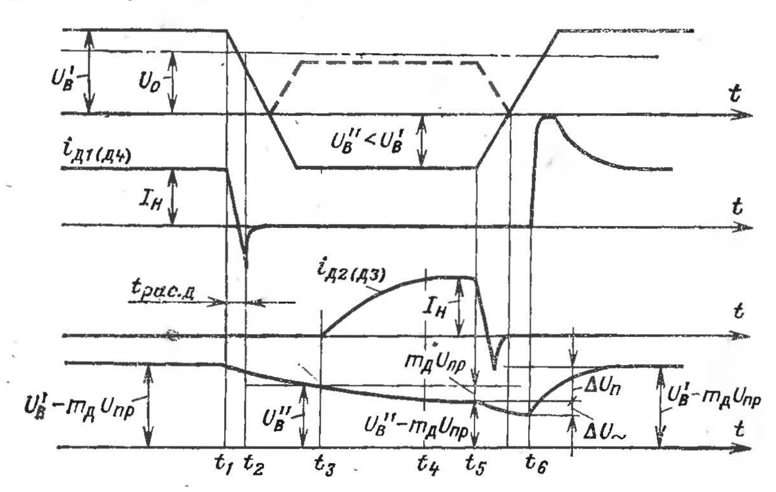


Рис. 4-23. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу выпрямителя при выпрямлении несимметричного напряжения прямоугольной формы.

рез одно из плеч выпрямителя (через диоды $Д_2$ и $Д_3$) протекать не будет. В последнем случае силовой трансформатор оказывается в режиме несимметричного перемагничивания, при котором возможно его одностороннее насыщение. Для выпрямителя со сглаживающим фильтром LC-типа низкочастотная и высокочастотная составляющие пульсаций выделяются на дросселе фильтра и описанный выше режим не возникает.

Отметим, что для выпрямителя, включенного на выход транзисторного инвертора, при полной идентичности всех полуобмоток его трансформатора низкочастотная составляющая пульсации напряжения на входе сглаживающего фильтра может быть вычислена по формуле

$$\Delta U_п = 2 m_т \Delta U_{КЭ_{нас}} n_т + 2 m_д \Delta U_{пр}, \qquad (4\text{-}9)$$

где $m_т$ и $m_д$ — соответственно число транзисторов в каждом плече инвертора и число диодов в каждом плече выпрямителя; $n_т$ — коэффициент трансформации трансформатора;

$\Delta U_{КЭ_{нас}} = 0{,}5\ (U_{КЭ\ нас.макс} - U_{КЭ\ нас.мин})$; $\Delta U_{пр} = (U_{пр.макс} - U_{пр.мин})/2$ — возможные разбросы падений напряжения на

открытых транзисторах и диодах; $U_{КЭ\,нас.макс}$ и $U_{КЭ\,нас.мин}$ — максимальное и минимальное значения напряжения насыщения коллектор — эмиттер транзисторов преобразователя в их открытом состоянии; $U_{пр.макс}$ и $U_{пр.мин}$ — максимальное и минимальное значения прямого напряжения каждого из диодов выпрямителя в их открытом состоянии.

Ухудшение параметров конденсаторов при повышении частоты переменной составляющей приложенного к ним напряжеиия, понижении температуры окружающей среды и за счет технологических разбросов номинального значення емкости приводит к необходимости значительного увеличения установленной емкости конденсаторов фильтров ($C_{ф.уст}$) по сравнению с ее расчетным значением ($C_{ф.расч}$):

$$C_{ф.уст} = K_ф\, C_{ф.расч}\,. \qquad (4\text{-}10)$$

Коэффициент $K_ф$ зависит от частоты переменной составляющей приложенного напряжения, типа конденсатора фильтра, его параметров и пределов изменения температуры окружающей среды:

$$K_ф = \left(1 + \frac{\Delta C_ф}{C_{ф.ном}}\right) \frac{C_ф\,(+20\,°C)}{C_ф\,(\overset{\circ}{t}_{окр.мин})}\ \frac{C_ф\,(50\ Гц)}{C_ф\,(f)}, \qquad (4\text{-}11)$$

где $\Delta C_ф$ — технологическнй разброс номинального значения ($C_{ф.ном}$) емкости конденсатора выбранного типа; $C_ф\,(+20\,°C)/C_ф \times (\overset{\circ}{t}_{окр.мин})$ и $C_ф\,(50\ Гц)/C_ф\,(f)$ — коэффициенты, учитывающие уменьшение емкости конденсатора при пониженной температуре окружающей среды и частотные свойства конденсатора. Значение $K_ф$ следует рассчитывать по данным технических условий на соответствующий тип конденсатора фильтра и его частотным характеристикам для минимально возможной температуры, чтобы обеспечить заданный уровень пульсаций выходного напряжения в наихудших условиях эксплуатации устройств электропитания.

4-5. Особенности работы и расчета выпрямителей, питающихся переменным напряжением прямоугольной формы с изменяющейся скважностью импульсов

Одним из характерных режимов работы выпрямителей в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры является режим выпрямления переменного напряжения прямоугольной формы с изменяющейся скважностью импульсов (рис. 4-24). Такая форма напряжения на входе выпрямителя имеет место при его питании с выхода регулируемых инверторов (см. § 8-5).

В процессе регулирования или стабилизации напряжения на нагрузке соотношение между длительностью импульса напряжения на входе выпрямителя и длительностью рабочего полупериода изменяется. Относительная длительность этого импульса обозначена на рис. 4-24 через γ. Тогда под скважностью импульсов напряжения на входе выпрямителя $\xi_в$ будет пониматься величина, обратная γ, т. е. $\xi_в = 1/\gamma$.

Среднее и эффективное значения напряжения на входе выпрямителя в рассматриваемом случае являются функциями γ и соответственно равны:

$$U_{\text{в.ср}} = U_{\text{в}}\,\gamma; \qquad (4\text{-}12)$$

$$U_{\text{в.эф}} = U_{\text{в}}\sqrt{\gamma}, \qquad (4\text{-}13)$$

где $U_{\text{в}}$ — амплитуда прямоугольных импульсов на входе выпрямителя.

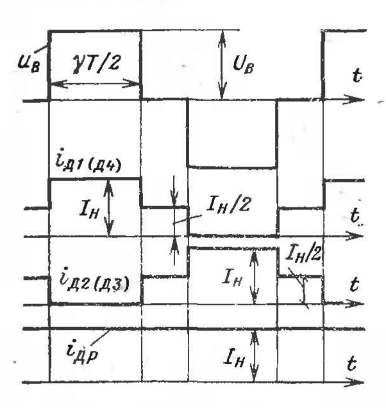


Рис. 4-24. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу выпрямителя при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы с изменяющейся скважностью импульсов.

Для выпрямления переменного напряжения прямоугольной формы с изменяющейся скважностью импульсов, как правило, используют однофазные выпрямители со сглаживающим фильтром LC-типа. В этом случае напряжение на нагрузке также оказывается пропорциональным значению γ:

$$U_{\text{н}} \approx U_{\text{в.ср}} = \gamma\, U_{\text{в}}. \qquad (4\text{-}14)$$

Как видно из идеализированных временных диаграмм, изображенных на рис. 4-24 (выпрямительные диоды предполагались полностью идентичными друг другу, а их прямые напряжения пренебрежимо малыми по сравнению с напряжением на нагрузке), форма тока через диоды выпрямителя отличается от формы выпрямленного напряжения. В паузах между импульсами выпрямленного напряжения все диоды выпрямителя оказываются открытыми, и через них энергия, накопленная в дросселе фильтра, поступает в нагрузку.

При указанной идеализации ток через каждый из диодов выпрямителя в течение паузы длительностью $(1-\gamma)\dfrac{T}{2}$ равен половине тока нагрузки. Неидеальность используемых в выпрямителях реальных полупроводниковых диодов приводит к тому, что в данном интервале токи через них могут оказаться различными по значению.

В рассматриваемом нами случае среднее значение тока через каждый выпрямительный диод равно:

$$I_{\text{вп.ср}} = I_{\text{н}}/2, \qquad (4\text{-}15)$$

а его эффективное значение

$$I_{д.эф} = 0{,}5\, I_н \sqrt{1+\gamma}\,. \qquad (4\text{-}16)$$

Среднее и эффективное значения тока через вторичную полуобмотку силового трансформатора для схем на рис. 4-1, *а, б* рассчитываются по формулам (4-15) и (4-16), а для мостовой схемы (рис. 4-1, *в*) по формулам:

$$I_{2ср} = \gamma\, I_н; \qquad (4\text{-}17)$$

$$I_{2эф} = I_н \sqrt{\gamma}\,. \qquad (4\text{-}18)$$

Максимальное значеиие обратного напряжения на диоде для выпрямителей с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора равно:

$$U_{обр.и} = 2\, U_н/\gamma, \qquad (4\text{-}19)$$

для мостового выпрямителя

$$U_{обр.и} = U_н/\gamma. \qquad (4\text{-}20)$$

Габаритная мощность силового трансформатора в случае переменного напряжения прямоугольной формы с переменной скважностью импульсов определяется из следующих выражений [13]:

$$P_{габ} \approx \frac{U_н\, I_н}{2}\left(1+\sqrt{\frac{1+\gamma}{\gamma}}\right) \qquad (4\text{-}21)$$

— для схем выпрямителей рис. 4-1, *а,б* с фильтром *LC*-типа;

$$P_{габ} \approx I_н\, U_н \qquad (4\text{-}22)$$

— для мостовой схемы (рис. 4-1, *в*) с фильтром *LC*-типа.

Выбор магнитопровода трансформатора производится по вычисленному значению произведения площади сечения стали ($Q_{ст}$) на площадь его окна ($Q_о$):

$$Q_{ст}\, Q_о = \frac{P_{габ}\cdot 10^2 \sqrt{\gamma}}{2 f B_m\, \delta\, \eta_{тр}\, s_т\, k_{ст}\, k_м}\,, \qquad (4\text{-}23)$$

где B_m — значение рабочей индукции в сердечнике; δ — выбранная плотность тока в обмотках; $\eta_{тр}$ — к.п.д. трансформатора; $s_т$ — число стержней сердечника, на которых располагаются обмотки; $k_{ст}$ и $k_м$ — соответственно коэффициенты заполнения сечения сердечника сталью и окна сердечника медью обмотки.

Как отмечено в [13], индукция в сердечнике трансформатора при питаиии от источника переменного напряжения прямоугольной формы (рис. 4-24), стабилизированного по среднему значению, не зависит от длительности и амплитуды импульсов. В этом случае числа витков обмоток можно определять, исходя из средних (а не эффективных) значений напряжений на обмотках, по формуле

$$w = U_{ср}\cdot 10^4/4 f B_m\, Q_{ст}\, k_{ст}. \qquad (4\text{-}24)$$

Расчет сглаживающего фильтра *LC*-типа может быть выполнен по формулам, приведенным в § 7-1 для импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока.

РЕГУЛИРУЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

5-1. Основные схемы регулируемых выпрямителей

Регулируемыми выпрямителями называются преобразовательные устройства, совмещающие функцию выпрямления переменного напряжения с регулированием (или стабилизацией) напряжения на нагрузке. Простейшие схемы регулируемых выпрямителей образуются из соответствующих схем нерегулируемых выпрямителей при полной или частичной замене полупроводниковых выпрямительных диодов тиристорами. На рис. 5-1 приведены схемы однофазных регулируемых выпрямителей, которые получили наиболее широкое использование в средствах вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

На рис. 5-2 приведенные временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие электромагнитные процессы в схемах простейших регулируемых выпрямителей (рис. 5-1, *а, в*). Пусть в произвольно выбранный начальный момент времени к началу первичной обмотки трансформатора *Тр*, условно обозначенному точкой на рис. 5-1, *а*, оказался приложенным положительный потенциал, а к ее концу — отрицательный (полярности напряжений на обмотках *Тр* для данного момента указаны на рис. 5-1, *а*). Несмотря на наличие положительного потенциала на аноде тиристора $Д_1$, он тока не проводит, так как к его управляющему электроду сигнал будет подан спустя некоторое время $t_1=\alpha_в/\omega$ после смены полярности напряжения питания.

При открывании тиристора $Д_1$ (момент $\omega t_1=\alpha_в$) через него начинает протекать ток нагрузки. На последующем интервале элементы сглаживающего фильтра — дроссель *Др* с индуктивностью $L_ф$ и конденсатор $C_ф$ запасают электромагнитную энергию из питающей сети. После смены полярности напряжения питания

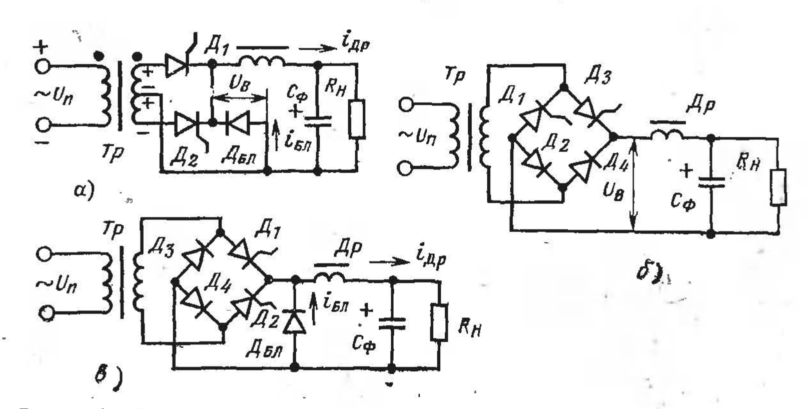


Рис. 5-1. Схемы однофазных регулируемых выпрямителей.

($\omega t_2=\pi$) тиристор $Д_1$ закрывается. В течение последующего интервала времени нагрузка отключена от сети, а ток дросселя фильтра протекает через вспомогательный диод $Д_{бл}$.

В момент $\omega t_3=\pi+\alpha_в$ к управляющему электроду тиристора $Д_2$ прикладывается открывающий сигнал, и он начинает проводить ток нагрузки. При этом диод $Д_{бл}$ закрывается напряжением на вторичной обмотке трансформатора $Тр$. Диод $Д_2$ проводит ток до очередной смены полярности напряжения питания. В дальнейшем процессы в схеме регулируемого выпрямителя (рис. 5-1,*а*) повторяются.

Нетрудно видеть, что, изменяя во времени момент открывания тиристора $Д_1$ и $Д_2$ относительно момента прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение, можно осуществить регулирование по заданному закону среднего (эффективного) значения напряжения на нагрузке. Частным случаем такого регулирования является стабилизация выходного напряжения, когда его значение с определенной точностью поддерживается неизменным во всех условиях и режимах работы выпрямителя.

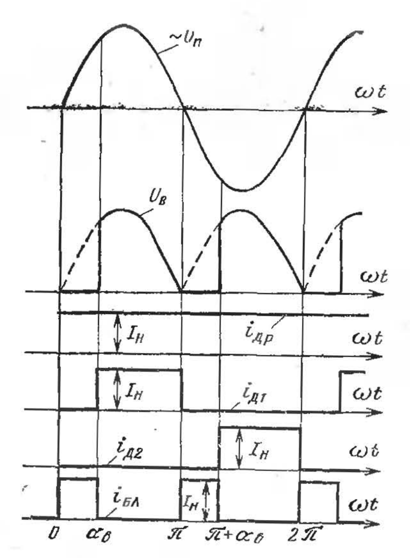


Рис. 5-2. Временные диаграммы токов и напряжений в простейших схемах однофазных регулируемых выпрямителей (см. рис. 5-1, *а*, *в*).

Электромагнитные процессы, имеющие место в схеме на рис. 5-1, *в*, полностью идентичны рассмотренным выше (рис. 5-2), за исключением того, что одновременно с открыванием тиристора $Д_1$ открывается диод $Д_4$, а при открывании тиристора $Д_2$ открывается диод $Д_3$.

Регулируемый выпрямитель, выполненный по схеме на рис. 5-1, *б*, в отличие от рассмотренных ранее не содержит вспомогательного диода $Д_{бл}$. Его роль выполняют диоды $Д_2$ и $Д_4$, через которые энергия, накопленная в дросселе фильтра $Др$, поступает в нагрузку при закрытых тиристорах $Д_1$ и $Д_3$. Временные диаграммы, иллюстрирующие электромагнитные процессы в таком выпрямителе, приведены на рис. 5-3.

Вполне очевидно, что характер процессов в регулируемых выпрямителях не изменится, если полярности включения всех тиристоров, диодов и конденсатора фильтра относительно вторичной обмотки трансформатора изменить на противоположные.

Для всех однофазных выпрямителей (см. рис. 5-1) регулировочная характеристика (иначе характеристика «вход—выход»), показывающая зависимость среднего значения выпрямленного напряжения в функции угла открывания тиристоров при $0\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$, имеет вид:

$$U_{в.ср}=\frac{\sqrt{2}\,U_2}{\pi}\,(1+\cos\alpha_в), \qquad (5\text{-}1)$$

где $U_{в.ср}$ — среднее значение напряжения иа входе фильтра; U_2 — действующее значеине напряжения на входе выпрямителя; $\alpha_в$ — угол открывания тиристоров.

Наиболее эффективные схемы трехфазных регулируемых выпрямителей, обладающих высокой экономичиостью и сравнительно небольшими массо-габаритными показателями сглаживающего фильтра, приведены на рис. 5-4. Мостовая схема на рис. 5-4, *а* содержит три тиристора с объединенными катодами и три диода с объединеииыми аиодами («+» диода). Трехфазный мостовой выпрямитель иа рис. 5-4, *б* целиком выполнеи на тиристорах.

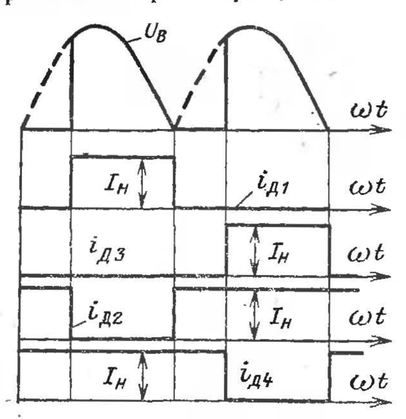


Рис. 5-3. Временные диаграммы токов для выпрямителя рис. 5-1,*б*.

В схемах трехфазных выпрямителей диод $Д_{бл}$, как и в случае однофазных выпрямителей, служит для обеспечения электрической цепи, по которой энергия, накопленная в дросселе фильтра, поступает в нагрузку при выключенных тиристарах выпрямителя.

Временные диаграммы токов и напряжений в схеме регулируемого трехфазного выпрямителя (рис. 5-4,*а*) приведены на рис. 5-5. Эти диаграммы справедливы для сравиительио малых углов открывания тиристоров $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \pi/3$. Форма выпрямленного напряжения такого выпрямителя при бо́льших значениях угла открывания тиристоров $(\pi/3 < \alpha_в \leqslant \pi)$ имеет вид, показаиный на рис. 5-6.

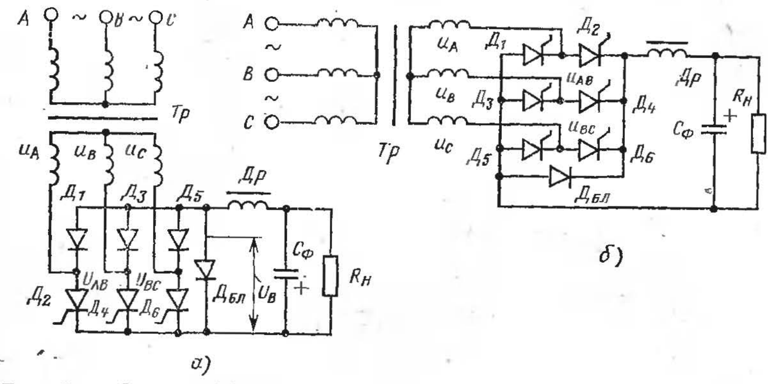


Рис. 5-4. Схемы эффективных трехфазных регулируемых выпрямителей.

Регулировочная характеристика такого выпрямителя определяется выражением [11]

$$U_{\text{в.ср}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_{2\text{л}} [1 + \cos\alpha_{\text{в}}], \qquad (5\text{-}2)$$

где $U_{2\text{л}}$ — линейное напряжение на входе выпрямителя (действующее значение).

Формы кривой выпрямленного напряжения на входе сглаживающего фильтра для регулируемого выпрямителя, схема которого изображена на рис. 5-4, *б*, приведены на рис. 5-7. Кривые на рис. 5-7, *а* соответствуют случаю малых значений угла открывания тиристоров $0 \leqslant \alpha_{\text{в}} \leqslant \pi/3$, кривые на рис. 5-7, *б* — случаю бо́льших значений $\alpha_{\text{в}} (\pi/3 \leqslant \alpha_{\text{в}} \leqslant 2\pi/3)$. Регулировочная характеристика такого выпрямителя описывается выражением

$$U_{\text{в.ср}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2\text{л}} \begin{cases} \cos\alpha_{\text{в}} & \text{при } 0 \leqslant \alpha_{\text{в}} \leqslant \pi/3; \\ \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_{\text{в}}\right) + 1\right] & \text{при } \pi/3 \leqslant \alpha_{\text{в}} \leqslant \frac{2\pi}{3}. \end{cases} \qquad (5\text{-}3)$$

На рис. 5-8 построены регулировочные характеристики рассматриваемых выпрямителей, рассчитанные в соответствии с формулами (5-1)—(5-3). При построении данных характеристик по оси ординат откладывалось относительное значение напряжения на нагрузке. Кривая *1* на рис. 5-8 соответствует однофазным регулируемым выпрямителям (рис. 5-1); кривая *2* — трехфазному регулируемому выпрямителю по рис. 5-4,*а*; кривая *3* — трехфазному выпрямителю по рис. 5-4,*б*. Приведенные на рис. 5-8 характеристики дают возможность определить требуемое значение напряжений на вторичных обмотках силового трансформатора, выбрать рабочий диапазон $\alpha_{\text{в}}$, оценить коэффициент усиления выпрямителя в рабочем диапазоне.

В режиме стабилизации выходного напряжения необходимо обеспечить работу выпрямителя на

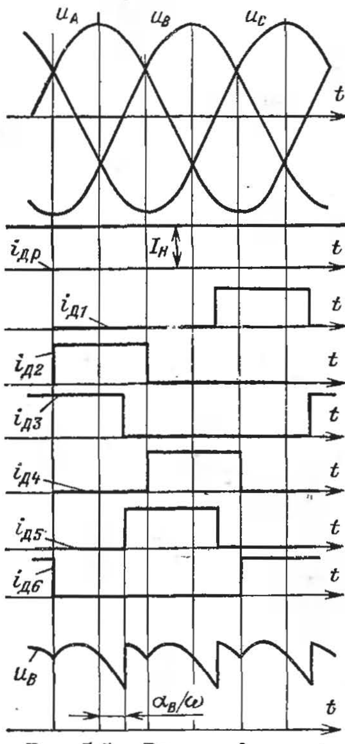


Рис. 5-5. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме трехфазного регулируемого выпрямителя (см. рис. 5-4, *а*).

Таблица 5-1. Рекомендуемые значения $\alpha_{\text{в.мин}}$

Схема выпрямителя	$\alpha_{\text{в.мин}}$, град	$U^{*}_{\text{в.ср}}/U_{2\text{л.мин}}$
Рис. 5-1	30	0,84
Рис. 5-4,*а*	20	1,31
Рис. 5-4,*б*	10	1,34

круто спадающем участке регулировочной характеристики за счет соответствующего выбора начального угла открывания тиристоров $\alpha_{в.мин}$. Рекомендуемые значения $\alpha_{в.мин}$ [11] приведены в табл. 5-1

Среднее значение напряжения на входе фильтра $U^*_{в.ср}$ (наибольшее из возможных значений $U_{в.ср}$) определяется выражением

$$U^*_{в.ср} = U_{н.макс} + \Delta U_в + (r_ф + r_в)\ I_{н.макс}, \tag{5-4}$$

где $U_{н.макс}$ и $I_{н.макс}$ — максимальные значения напряжения на нагрузке и тока нагрузки; $\Delta U_в$ — суммарное падение напряжения на одновременно открытых диодах и тиристорах выпрямителя; $r_ф$ и $r_в$ — соответственно сопротивления дросселя фильтра и фазы выпрямителя.

Максимальный угол открывания тиристоров в регулируемом выпрямителе $\alpha_{в.макс}$ соответствует максимальному напряжению питающей сети, минимально возможному значению выходного на-

Таблица 5-2. **Основные расчетные формулы**

Схема выпрямителя	Среднее значение тока тиристора $I_{т.ср}$	Эффективное значение тока тиристора $I_{т.эф}$
Рис. 5-1	$I_н \frac{\pi - \alpha_в}{2\pi}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \pi$	$I_н \sqrt{\frac{\pi - \alpha_в}{2\pi}}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \pi$
Рис. 5-4,*а*	$\frac{I_н}{3}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{\pi}{3}$; $I_н \frac{\pi - \alpha_в}{2\pi}$; $\frac{\pi}{3} \leqslant \alpha_в \leqslant \pi$	$\frac{I_н}{\sqrt{3}}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{\pi}{3}$; $I_н \sqrt{\frac{\pi - \alpha_в}{2\pi}}$; $\frac{\pi}{3} \leqslant \alpha_в \leqslant \pi$
Рис. 5-4,*б*	$\frac{I_н}{3}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{\pi}{3}$; $\frac{I_н}{\pi}\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_в\right)$; $\frac{\pi}{3} \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{2\pi}{3}$	$\frac{I_н}{\sqrt{3}}$; $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{\pi}{3}$; $I_н \sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_в\right)}$; $\frac{\pi}{3} \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{2\pi}{3}$

пряжения и минимальному току нагрузки. Значение $\alpha_{в.макс}$ определяется по графикам на рис. 5-8 по расчетному значению $U^{**}_{в.ср}/U_{2л.макс}$, где $U^{**}_{в.ср}=U_{н.мин}+\Delta U_в+(r_ф+r_в)\ I_{н.мин}$.
Углы открывания тиристоров в регулируемом выпрямителе $\alpha_{в.мин}$ и $\alpha_{в.макс}$ определяют нижнюю и верхнюю границы рабочего диапазона данного устройства.

Основные расчетные формулы для рассмотренных регулируемых выпрямителей приведены в табл. 5-2. Как следует из таблицы, при увеличении $\alpha_в$ и неизменном значении тока нагрузки ($I_н=$ $=$const) среднее и эффективное значения токов вторичной обмотки трансформатора и силовых тиристоров выпрямителя уменьшаются, а ток блокирующего диода возрастает.

Таким образом, в режиме стабилизации выходного напряжения наибольшие значения тока нагрузки силового трансформатора и тока через тиристоры соответствуют минимальному углу открыва-

для регулируемых выпрямителей

Среднее значение тока диода $Д_{бл}$ $I_{д.ср}$	Эффективное значение тока диода $Д_{бл}$ $I_{д.эф}$	Эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора $I_{2эф}$
$I_н\alpha_в/\pi$; $0\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$	$I_н\sqrt{\alpha_в/\pi}$; $0\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$	$I_н\sqrt{\frac{\pi-\alpha_в}{\pi}}$; $0\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$
$\frac{3I_н}{2\pi}\left(\alpha_в-\frac{\pi}{3}\right)$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$	$I_н\sqrt{\frac{3}{2\pi}\left(\alpha_в-\frac{\pi}{3}\right)}$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$	$I_н\sqrt{\frac{2}{3}}$; $0\leqslant\alpha_в\leqslant\frac{\pi}{3}$; $I_и\sqrt{\frac{\pi-\alpha_в}{\pi}}$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\pi$
$\frac{3I_и}{\pi}\left(\alpha_в-\frac{\pi}{3}\right)$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\frac{2\pi}{3}$	$I_н\sqrt{\frac{3}{\pi}\left(\alpha_в-\frac{\pi}{3}\right)}$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\frac{2\pi}{3}$	$I_н\sqrt{2/3}$; $0\leqslant\alpha_в\leqslant\frac{\pi}{3}$; $I_н\sqrt{\frac{2}{\pi}\left(\frac{2\pi}{3}-\alpha_в\right)}$; $\frac{\pi}{3}\leqslant\alpha_в\leqslant\frac{2\pi}{3}$

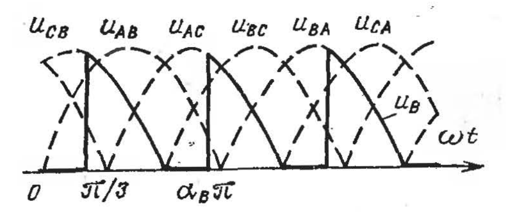


Рис. 5-6. Форма кривой выпрямленного напряжения выпримителя (см. рис. 5-4, *а*) при угле открывания тиристоров $\pi/3 \leqslant \alpha_в \leqslant \pi$.

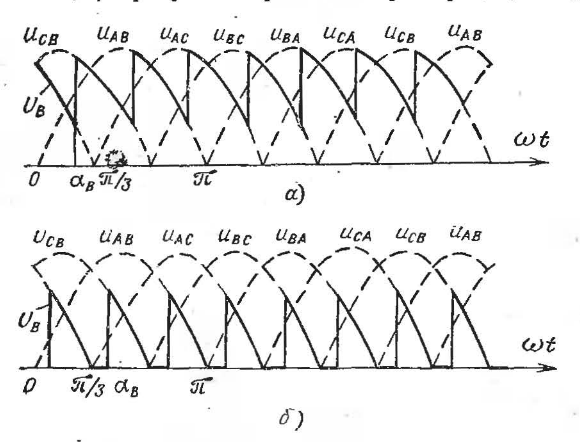


Рис. 5-7. Форма кривой выпрямленного напряжения для выпрямительной схемы, приведенной на рис. 5-4,*б*, при угле открывания тиристоров $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \pi/3$ (*а*) и $\pi/3 \leqslant \alpha_в \leqslant 2\pi/3$ (*б*).

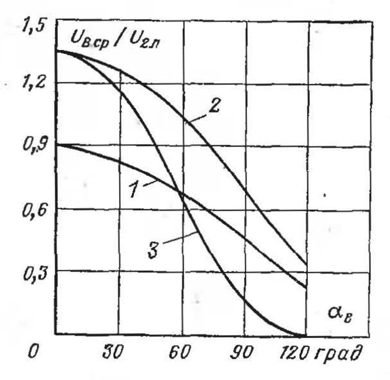


Рис. 5-8. Регулировочные характеристики регулнруемых выпрямителей.

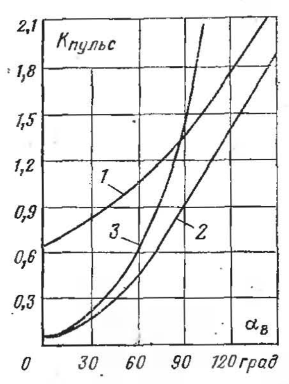


Рис. 5-9. Зависимости коэффициента пульсаций напряжения на входе сглаживающего фильтра от угла открывания тиристоров.

ния тиристоров $\alpha_{в.мин}$. Наибольший ток диода $Д_{бл}$ соответствует режиму $U_{п.макс}$, $U_{н.мин}$ и $I_{н.макс}$.

Зависимости коэффициента пульсаций $K_{пульс} = U_{\sim\alpha}/U_{в.с}$ (где $U_{\sim\alpha}$ — амплитудное значение основной гармоники переменной составляющей напряжения на входе сглаживающего фильтра) от $\alpha_в$ приведены на рис. 5-9. Кривая *1* на рис. 5-9 относится к однофазным регулируемым выпрямителям (рис. 5-1), кривые *2* и *3* — к трехфазным. Кривая *2* соответствует выпрямителю по рис. 5-4, *а*, кривая *3* — выпрямителю по рис. 5-4, *б*.

Нетрудно видеть, что с увеличением угла открывания тиристоров в регулируемом выпрямителе коэффициент пульсаций резко возрастает. Поэтому расчет фильтра следует производить при максимальном значении $\alpha_{в.макс}$. Для уменьшения пульсаций напряжения на входе фильтра регулируемые выпрямители приходится усложнять за счет введения в них дополнительных силовых элементов. Ниже приведены некоторые схемы усовершенствованных регулируемых выпрямителей, нашедшие весьма широкое распространение в технике электропитания устройств автоматики и радиоэлектронной аппаратуры.

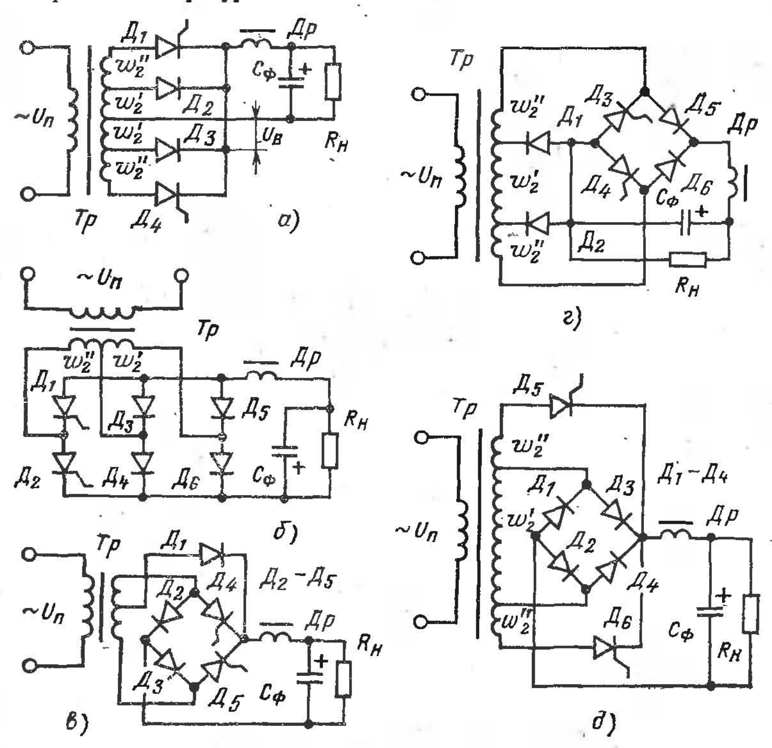


Рис. 5-10. Усовершенствованные схемы однофазных регулируемых выпрямителей.

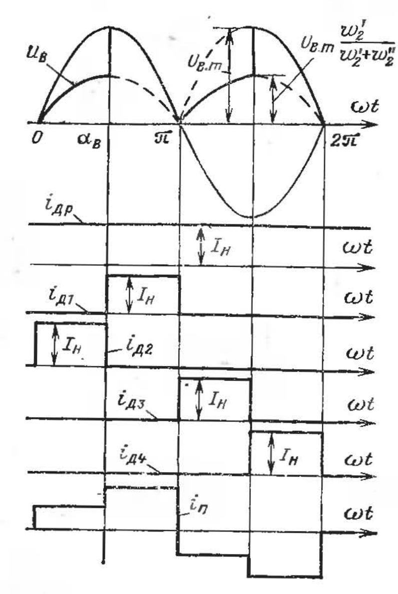


Рис. 5-11. Временны́е диаграммы токов и напряжений для выпрямительной схемы на рис. 5-10, *а*.

Рассмотрим принцип действия регулируемого однофазного выпрямителя, схема которого показана на рис. 5-10,*а*. Временны́е диаграммы токов и напряжений для данной схемы приведены на рис. 5-11.

Пусть, например, в начальный момент времени ($\omega t=0$) напряжение на вторичной обмотке трансформатора *Тр* проходит через свое нулевое значение, а его полярность при этом такова, что в выпрямителе открывается диод $Д_2$ (диод $Д_3$, тиристоры $Д_1$ и $Д_4$ закрыты). Напряжение со вторичной обмотки *Тр* поступает на вход сглаживающего фильтра через диод $Д_2$ вплоть до момента $\omega t=\alpha_в$, когда происходят подача управляющего импульса к тиристору $Д_1$ и его открывание. За счет напряжения на секции ω_2'' вторичной обмотки *Тр* ранее открытый диод $Д_2$ закрывается, а напряжение на входе фильтра скачком увеличивается.

Тиристор $Д_1$ находится в открытом состоянии до конца рассматриваемого полупериода напряжения питания. После смены его полярности происходят открывание диода $Д_3$ и закрывание тиристора $Д_1$. В дальнейшем процессы в схеме данного выпрямителя периодически повторяются. При максимальном напряжении питания $U_{в\,m\,макс}\sin\omega t$ тиристоры $Д_1$ и $Д_4$ тока не проводят ($\alpha_в=\pi$), а напряжение на входе сглаживающего фильтра равно:

$$U_{в.ср}=\frac{2U_{в\,m\,макс}}{\pi}\;\frac{w_2'}{w_2'+w_2''}\,. \qquad (5\text{-}5)$$

При минимальном напряжении питания $U_{вm\,мин}\sin\omega t$ тиристоры $Д_1$ и $Д_4$ проводят ток в течение всего полупериода переменного напряжения ($\alpha_в=0$), диоды $Д_2$ и $Д_3$ закрыты, а напряжение на входе фильтра равно:

$$U_{в.ср}=\frac{2U_{в\,m\,мин}}{\pi}\,. \qquad (5\text{-}6)$$

В общем случае, когда значение напряжения питания лежит внутри диапазона, ограниченного его минимальным и максимальным значениями, среднее значение напряжения на входе фильтра определяется выражением [10]

$$U_{\text{в.ср}} = \frac{U_{\text{в}\,m}}{\pi}\left[1 + \frac{w_2'}{w_2' + w_2''} + \frac{w_2''}{w_2' + w_2''}\cos\alpha_{\text{в}}\right]. \quad (5\text{-}7)$$

Из выражений (5-6) и (5-7) вытекает закон регулирования, т. е. зависимость, связывающая требуемое значение $\alpha_{\text{в}}$, при котором сохраняется неизменное напряжение на нагрузке, с относительным напряжением питания $\varepsilon_{\text{п}} = U_{\text{в}\,m}/U_{\text{в}\,m\,\text{мин}}$:

$$\cos\alpha_{\text{в}} = \frac{2\,(w_2' + w_2'')}{\varepsilon_{\text{п}}\,w_2''} - \frac{2\,w_2' + w_2''}{w_2''}. \quad (5\text{-}8)$$

Зависимости $\alpha_{\text{в}}$ от $\varepsilon_{\text{п}}$ при различных значениях

$$s_{\text{рв}} = \frac{w_2'}{w_2' + w_2''}$$

приведены на рис. 5-12.

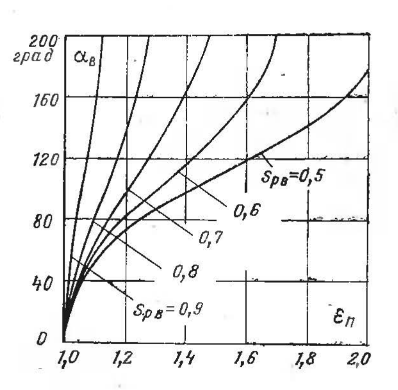


Рис. 5-12. Зависимости угла открывания тиристоров в усовершенствованных выпрямителях от параметра $\varepsilon_{\text{п}}$.

В регулируемом выпрямителе, схема которого изображена на рис. 5-10, *б*, открывание тиристора $Д_1$ приводит к закрыванию диода $Д_3$, а открывание тиристора $Д_2$ — к закрыванию диода $Д_4$. Как и для предыдущей схемы, при каждом открывании очередного тиристора напряжение на входе сглаживающего фильтра увеличивается на значение напряжения секции w_2'' вторичной обмотки силового трансформатора *Тр*. Закрывание тиристоров по-прежнему происходит в моменты прохождения напряжения питания через свое нулевое значение.

Для регулируемого выпрямителя, схема которого приведена на рис. 5-10, *в*, в начале каждого рабочего полупериода ток нагрузки протекает через диод $Д_1$ и один из диодов $Д_2$ или $Д_3$ в зависимости от полярности напряжения питания. При открывании очередного тиристора ($Д_4$ или $Д_5$) дополнительный диод $Д_1$ закрывается, а напряжение на входе сглаживающего фильтра возрастает.

В регулируемом выпрямителе, схема которого изображена на рис. 5-10, *г*, при закрытых тиристорах $Д_3$ и $Д_4$ ток нагрузки поочередно протекает через диоды $Д_2$ и $Д_5$ или $Д_1$ и $Д_6$ в зависимости от полярности питающего напряжения. Открывание тиристора $Д_3$ в такой схеме приводит к закрыванию диода $Д_1$, а открывание тиристора $Д_4$ — к закрыванию диода $Д_2$. В обоих случаях в момент открывания соответствующего тиристора напряжение на входе фильтра увеличивается на значение напряжения на секции вторичной обмотки w_2'' трансформатора *Тр*. Форма напряжения на входе фильтра $U_в$ по-прежнему имеет вид, показанный на рис. 5-11.

Устройство, схема которого приведена на рис. 5-10, *д*, так же как и схема на рис. 5-10, *а*, содержит нерегулируемый выпрямитель $Д_1$—$Д_4$ и два тиристора $Д_5$ и $Д_6$. При открывании тиристора $Д_5$ происходит закрывание диода $Д_3$, при открывании тиристора $Д_6$ — закрывание диода $Д_4$. В обоих случаях напряжение на входе сглаживающего фильтра (см. кривую $U_в$ на рис. 5-11) увеличивается.

Сравнение некоторых схем, приведенных на рис. 5-10, по габаритной мощности силового трансформатора при $0<\alpha_в<\pi$ выполнено в [10]. На рис. 5-13 приведены графики, характеризующие

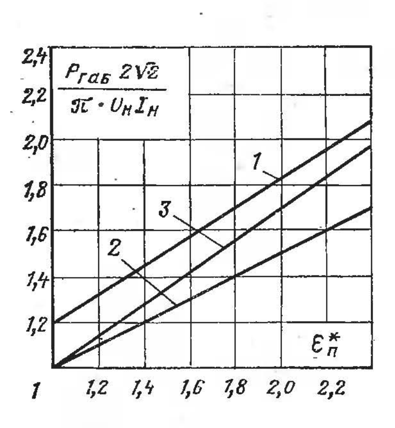


Рис. 5-13. Зависимости габаритной мощности силового трансформатора выпрямителя $P_{габ}$ от параметра $\varepsilon_п^*$ для усовершенствованных выпрямительных схем.

эффективность использования силового трансформатора в схемах, изображенных на рис. 5-10, *а* (кривая *1*), 5-10, *б* (кривая *2*) и 5-10, *д* (кривая *3*). В качестве независимого параметра $\varepsilon_п^*$ при построении графиков на рис. 5-13 выбрано значение отношения чисел витков вторичных обмоток силового трансформатора $\varepsilon_п^* = (w_2' + w_2'')/w_2'$.

Как следует из рис. 5-13, наилучшим использованием силового трансформатора при $\varepsilon_п^* \leqslant 2$ характеризуется схема, изображенная на рис. 5-10, *б*, наихудшим — схема, приведенная на рис. 5-10, *а*. Основные формулы для расчета указанных схем [10] приведены в табл. 5-3.

Для схем, изображенных на рис. 5-10, коэффициенты пульсаций напряжения на входе сглаживающего фильтра одинаковы. Их

Таблица 5-3 Основные формулы для расчета регулируемых выпрямителей

Схема выпрямителя	Среднее значение тока через диоды и тиристоры (максимальное значение) $I_{т.ср} = I_{д.ср}$	Максимальное значение обратного напряжения на диодах $U_{обр}$	Максимальное значение прямого напряжения на тиристорах $U_{пр.м}$	Максимальное значение обратного напряжения на тиристорах $U_{обр.м}$
Рис. 5-10,*а*	$\frac{I_н}{2}$	$U_н \frac{\pi(\varepsilon_п^* + 1)}{2\sqrt{\varepsilon_п^*}}$	$U_н \frac{\pi(\varepsilon_п^* - 1)}{2\sqrt{\varepsilon_п^*}}$	$U_н \pi \sqrt{\varepsilon_п^*}$
Рис. 5-10,*б*	$\frac{I_н}{2}$	$\frac{\pi}{2} U_н$	$U_н \frac{\pi(\varepsilon_п^* - 1)}{2\sqrt{\varepsilon_п^*}}$	$U_н \frac{\pi}{2} \sqrt{\varepsilon_п^*}$
Рис. 5-10,*д*	$\frac{I_н}{2}$	$\frac{\pi}{2} U_н$	$U_н \frac{\pi(\varepsilon_п^* - 1)}{2\sqrt{\varepsilon_п^*}}$	$U_н \frac{\pi}{2} \sqrt{\varepsilon_п^*}$

максимальные значения для 2-й и 4-й гармоник приведены в функции параметра $\varepsilon_п^*$ на рис. 5-14. График *1* относится ко 2-й гармонике, частота которой превышает частоту питающего напря-

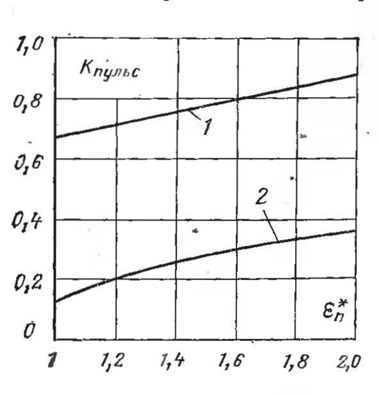


Рис. 5-14. Зависимости коэффициента пульсаций наприжения на входе сглаживающего фильтра усовершенствованных выпрямителей от параметра $\varepsilon_п^*$.

жения в 2 раза, график *2* — к 4-й гармонике, частота которой в 4 раза выше частоты питающего напряжения. Прн определении коэффициентов пульсаций напряжения на входе сглаживающего фильтра следует иметь в виду, что для схемы на рис. 5-10,*в* $\varepsilon_п^* = 2$, а для схемы на рис. 5-10,*г* $\varepsilon_п^* = (w_2' + 2w_2'')/(w_2' + w_2'')$.

Наряду с усовершенствованными однофазными регулируемыми выпрямителями (см. рис. 5-10) в [10, 11 и др.] описаны аналогич-

ные схемы трехфазных регулируемых выпрямителей. Некоторые из таких схем изображены на рис. 5-15. Здесь, как и в схемах, приведенных на рис. 5-10, открывание очередного тиристора приводит к закрыванию соответствующего диода и увеличению напряжения на входе сглаживающего фильтра. Для выпрямителя с обмотками, соединенными в зигзаг, полностью исключена возможность подмагничивания сердечника трансформатора.

Ориентировочные формы кривой напряжения на входе сглаживающего фильтра для рассматриваемых трехфазных регулируемых выпрямителей изображены на рис. 5-16.

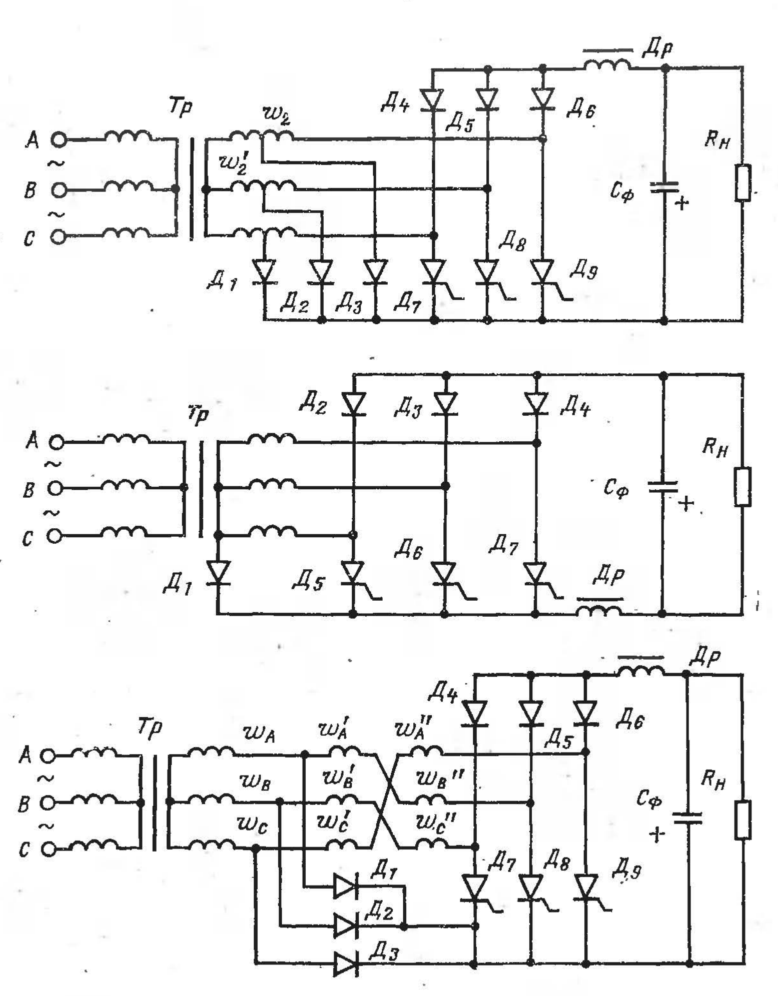


Рис. 5-15. Усовершенствованные схемы трехфазных регулируемых выпрямнтелей.

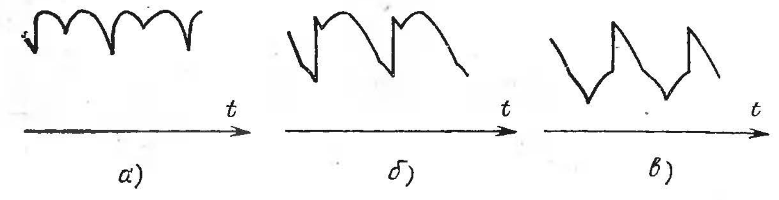


Рис. 5-16. Ориентировочные формы кривой выпрямленного напряжения на входе фильтра усовершенствованного трехфазного регулируемого выпрямителя.

Кривая на рис. 5-16, *а* соответствует случаю малых углов открывания тиристоров выпрямителя: $0 \leqslant \alpha_в \leqslant \alpha_п$,

где
$$\alpha_п = \operatorname{arctg}\left(-\frac{1+2w_2'/w_2}{\sqrt{3}}\right);$$

кривая на рис. 5-16, *б* — случаю $\alpha_п \leqslant \alpha_в \leqslant \pi/3$; кривая на рис. 5-16, *в* — случаю $\pi/3 \leqslant \alpha_в \leqslant \frac{2\pi}{3} + \alpha_п$.

5-2. Практические схемы регулируемых выпрямителей

Для управления моментом открывания тиристоров в регулируемых выпрямителях разных типов широкое практическое применение получили магнитные усилители. В этом случае обеспечивается сравнительно крутой фронт управляющего импульса, появляется возможность значительного усиления по мощности сравнительно маломощных управляющих сигналов постоянного и переменного токов, обеспечивается несколько электрически изолированных входов и выходов.

В качестве одной из возможных схем управления тиристорами регулируемого выпрямителя на рис. 5-17 приведена схема с магнитным усилителем (*МУ*). Магнитный усилитель выполнен по дифференциальной схеме с выходом на постоянном токе. Рабочая цепь магнитного усилителя питается от сети через

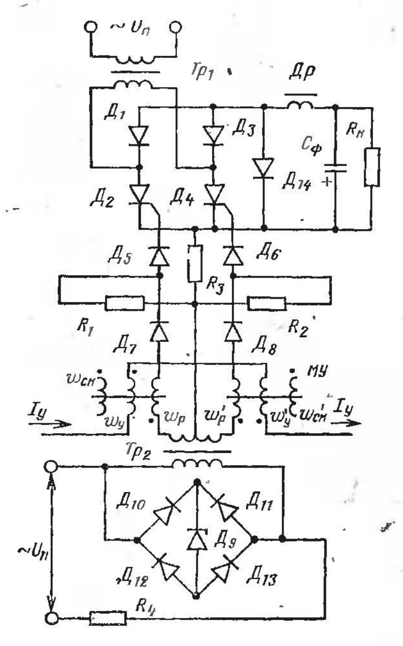


Рис. 5-17. Управление тиристорами регулируемого выпрямителя с помощью магнитного усилителя.

разделительный трансформатор $Т_{р2}$. До момента насыщения сердечника *МУ* по его рабочей цепи протекает ток холостого хода *МУ*, который замыкается через резистор R_1 и R_2. Сопротивления этих резисторов выбирают таким образом, чтобы падение напряжения на них от тока холостого хода *МУ* не приводило к открыванию тиристоров $Д_2$ и $Д_4$.

После насыщении сердечника *МУ* в цепи управляющего электрода одного из тиристоров появляется ток, который ограничивается резистором R_3. Сопротивление резистора R_3 выбирают из условия, чтобы ток управляющего электрода тиристора не превосходил своего предельно допустимого значения. Питание трансформатора $Тр_2$ осуществляется от сети переменного тока через ограничитель на диодах $Д_{10}$—$Д_{13}$, кремниевом стабилитроне $Д_9$ и резисторе R_4. Наличие такого ограничителя обеспечивает постоянство амплитуды управляющего тока при изменении угла открывания тиристоров и стабилизацию напряжения питания *МУ*.

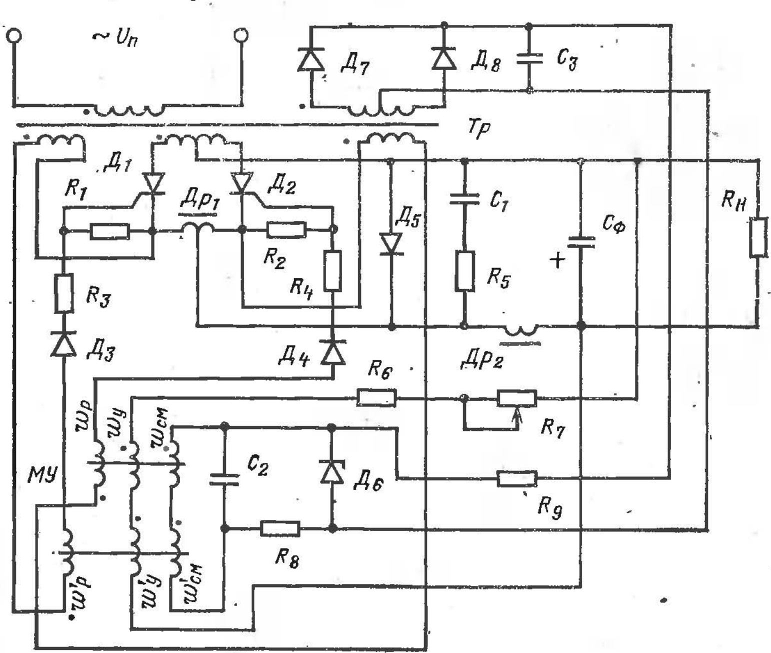


Рис. 5-18. Схема однофазного стабилизирующего выпрямителя с магнитным усилителем в цепи обратной связи.

На рис. 5-18 приведена полная схема простейшего однофазного стабилизирующего выпрямителя. Здесь однофазный выпрямитель, выполненный по схеме с выводом нулевой точки вторичной обмотки силового трансформатора на тиристорах $Д_1$ и $Д_2$, управлиется магнитным усилителем *МУ*, на вход которого подается управляющий сигнал с выхода выпрямителя. Дроссель $Др_1$ и цепочка R_5—C_1

служат для уменьшения высокочастотных помех в кривой выходного напряжения. Диод $Д_5$ играет роль блокирующего диода; он проводит ток при выключенных тиристорах $Д_1$ и $Д_2$, обеспечивая электрический контур, по которому замыкается ток дросселя $Др_2$.

Обмотка управления магнитного усилителя подключена к выходу выпрямителя через резисторы R_6 и R_7, которые обеспечивают плавную регулировку тока в обмотке управления. Обмотка смещения *МУ* ($w_{см}$) питается стабилизированным напряжением, снимаемым со стабилитрона $Д_6$. Включенный последовательно с этой обмоткой резистор R_8 определяет ток в обмотке смещения, а следовательно, смещение характеристики *МУ* относительно оси ординат. Конденсатор C_2, шунтирующий обмотку смещения *МУ*, предназначен для исключения автоколебаний в схеме стабилизированного выпрямителя и повышения устойчивости его работы.

Ток в обмотке управления магнитного усилителя зависит от выходного напряжения выпрямителя. При увеличении последнего этот ток увеличивается, что приводит к увеличению угла открывания очередного тиристора и соответствующему уменьшению выходного напряжения выпрямителя. При уменьшении этого напря-

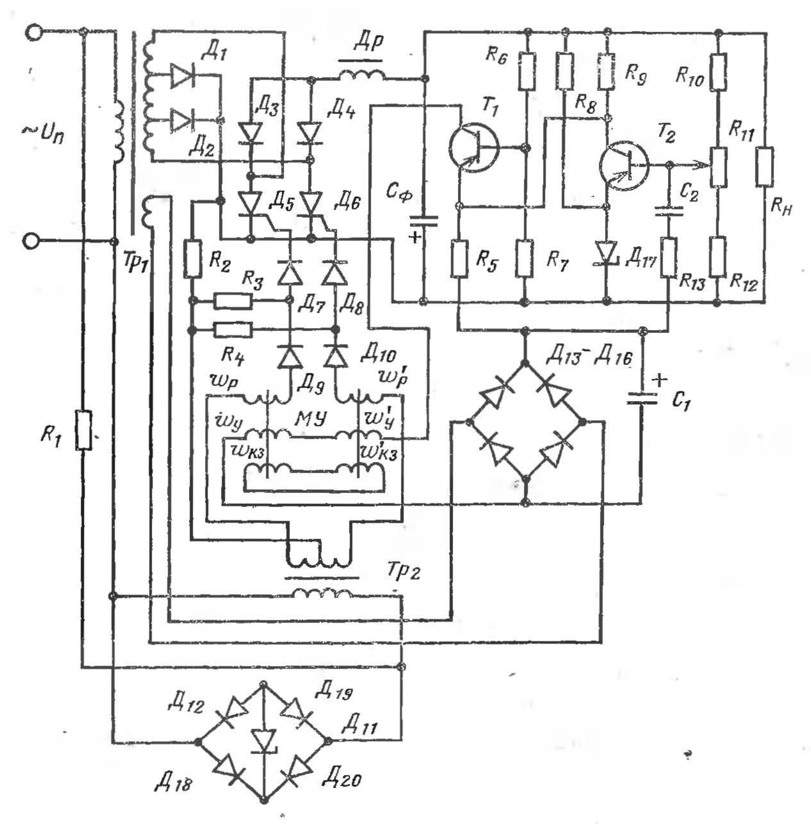


Рис. 5-19. Схема усовершенствованного однофазного стабилизирующего выпрямителя с магнитным усилителем.

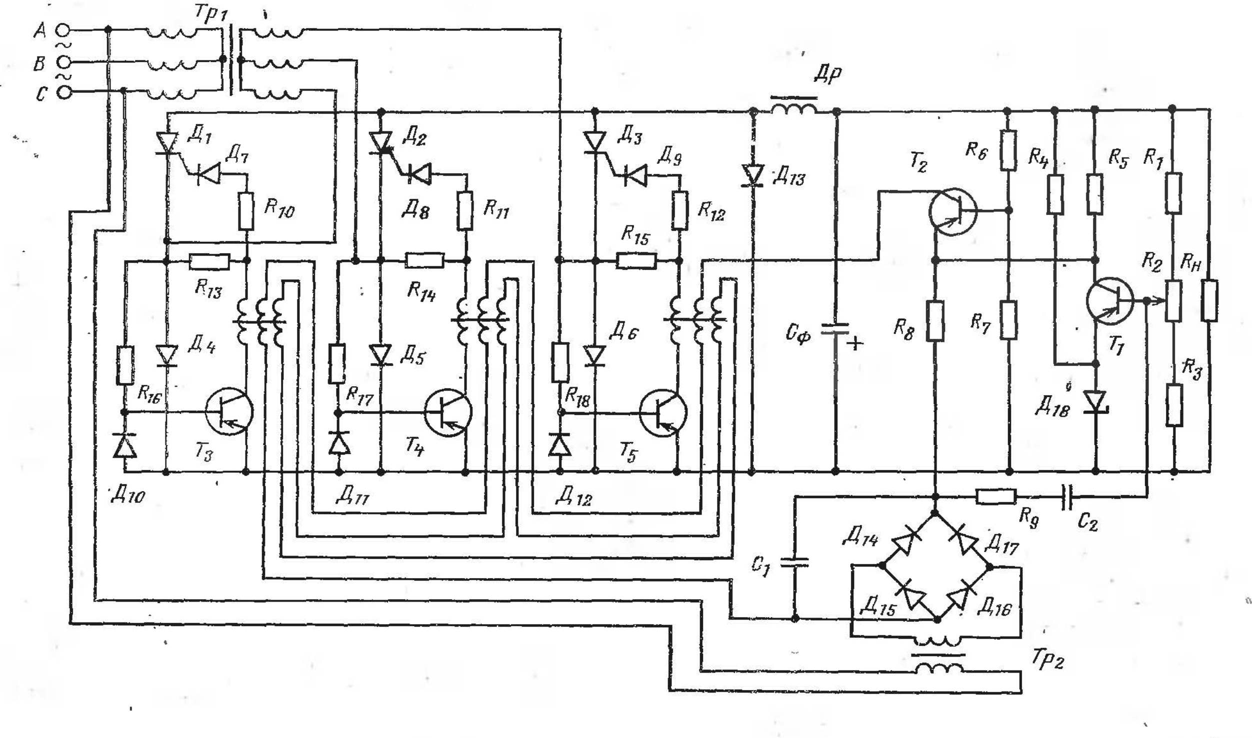


Рис. 5-20. Схема трехфазного стабилизирующего выпрямителя с магнитным усилителем в цепи управления.

жения, наоборот, магнитный усилитель насыщается раньше, угол открывания тиристоров уменьшается и напряжение на выходе увеличивается.

Схема усовершенствованного стабилизирующего выпрямителя со ступенчатым регулированием приведена на рис. 5-19 [11]. Управление тиристорами $Д_5$ и $Д_6$ выпрямителя, как и в ранее рассмотренных схемах, осуществляется магнитным усилителем *МУ*.

Питание магнитного усилителя осуществляется от сети переменного тока через понижающий трансформатор $Тр_2$. Для получения прямоугольной формы питающего напряжения магнитного усилителя $Тр_2$ подключен к сети через ограничитель уровня на стабилитроне $Д_{11}$, диодах $Д_{12}$, $Д_{18}$—$Д_{20}$ и резисторе R_1.

Сигнал рассогласования, который появляется при отклонении выходного напряжения от заданного значения, усиливается двухкаскадным транзисторным усилителем постоянного тока. Нагрузкой последнего служит обмотка управления *МУ* ($w_у$). Сигнал рассогласования выделяется при сравнении части выходного напряжения выпрямителя, снимаемой с резисторов R_{11} и R_{12}, и опорного напряжения, которое подается со стабилитрона $Д_{17}$. Корректирующая цепочка R_{13}—C_2 вместе с короткозамкнутой обмоткой $w_{кз}$ *МУ* служит для устранения самовозбуждения выпрямителя и обеспечения его устойчивой работы.

При изменении выходного напряжения выпрямителя под воздействием различного рода возмущающих воздействий на выходе усилителя постоянного тока появляется сигнал в виде изменения тока обмотки управления *МУ*, значение которого зависит от сигнала рассогласования. Этот сигнал вызывает такое изменение угла открывания тиристоров, что изменение выходного напряжения выпрямителя скомпенсирует влияние возмущающего воздействия.

На рис. 5-20 приведена схема стабилизирующего трехфазного выпрямителя. Выпрямитель выполнен по мостовой схеме на тиристорах $Д_1$—$Д_3$ и диодах $Д_4$—$Д_6$. Обмотки силового трансформатора включены по схеме звезда—звезда. Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения используются фильтр *Др*, $С_ф$ и блокирующий диод $Д_{13}$. Управление моментами открывания силовых тиристоров $Д_1$—$Д_3$ осуществляется магнитным усилителем. Принцип действия схемы управления рассмотрен выше, при описании

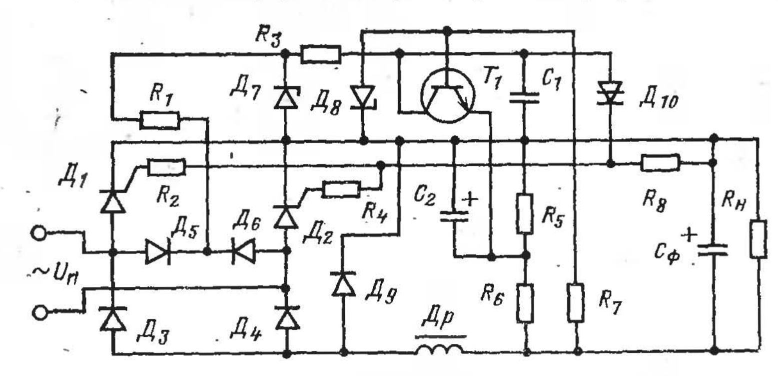


Рис. 5-21. Схема однофазного стабилизирующего выпрямителя с динистором в цепи управления.

однофазного стабилизирующего выпрямителя, схема которого изображена на рис. 5-19. В [10, 12] приведено большое количество разнообразных схем стабилизирующих выпрямителей как однофазных, так и трехфазных, схемы управления которых не содержат магнитных усилителей.

На рис. 5-21 в качестве примера изображена схема однофазного стабилизирующего выпрямителя, выполненного по мостовой схеме на тиристорах $Д_1$ и $Д_2$ и выпрямительных диодах $Д_3$ и $Д_4$. В качестве релейного элемента схемы управления здесь использован диодный тиристор (динистор) $Д_{10}$. В рассматриваемом выпрямителе напряжение трапецеидальной формы с выхода выпрямителя на диодах $Д_3$—$Д_6$ через резистор R_1 выделяется на стабилитроне $Д_7$. Через зарядный резистор R_3 это напряжение подается на конденсатор C_1, который заряжается до напряжения переключения $Д_{10}$.

После открывания последнего конденсатор C_1 разряжается через цепи управляющих электродов тиристоров $Д_1$ и $Д_2$. При этом открывается тот тиристор, на аноде которого в момент прохождения импульса управляющего тока имеет место положительный потенциал.

После открывания очередного тиристора все напряжение питания в оставшуюся часть рабочего полупериода прикладывается к нагрузке, а напряжение на стабилитроне $Д_7$ уменьшается практически до нулевого значения. Таким образом, схема управления подготавливается к началу очередного полупериода, когда на $Д_7$ появится трапецеидальное напряжение и вновь начнется заряд конденсатора C_1. Постоянная времени C_1R_3 должна быть выбрана так, чтобы при закрытом транзисторе T_1 заряд C_1 до напряжения переключения $Д_{10}$ происходил за время, в 5—10 раз меньшее полупериода работы выпрямителя.

Измененне момента переключения $Д_{10}$ осуществляется посредством шунтирования конденсатора C_1 транзистором T_1. При напряжении на конденсаторе C_2 и резисторе R_5, меньшем опорного

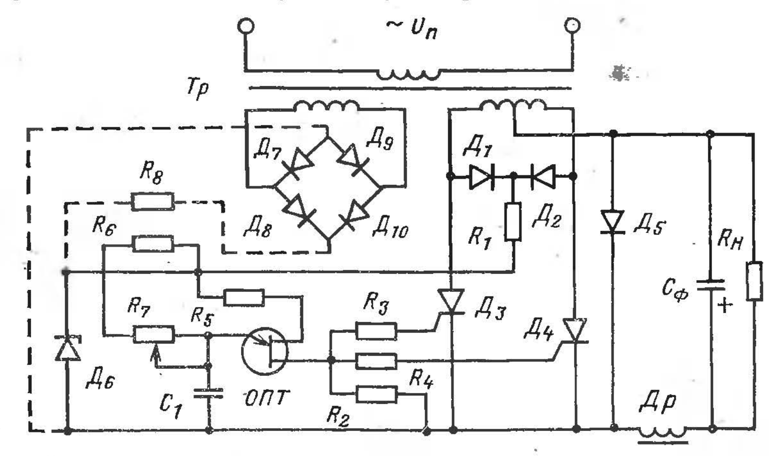


Рис. 5-22. Схема однофазного регулируемого выпрямителя с однопереходным транзистором в цепи управления.

напряжения на $Д_8$, транзистор T_1 закрыт и заряд C_1 происходит с наибольшей скоростью. Когда напряжение на C_2 превысит опорное напряжение, коллекторный ток T_1 возрастает, а заряд C_1 продолжается более длительное время, что приводит к изменению момента открывания тиристоров и компенсации возмущающего воздействия.

В качестве релейного элемента в стабилизирующих выпрямителях по данным [12] широкое практическое применение получили однопереходные транзисторы (иначе двухбазовые диоды). На рис. 5-22 приведена одна из подобных схем однофазных регулируемых выпрямителей. Здесь выпрямленное диодами $Д_1$ и $Д_2$ напряжение трапецеидальной формы со стабилитрона $Д_6$ подается к однопереходному транзистору (*ОПТ*). Амплитуда сигнала составляет 20 В.

В процессе заряда конденсатора C_1 через резисторы R_6 и R_7 напряжение на нем увеличивается вплоть до открывания *ОПТ*. При этом в управляющие электроды тиристоров $Д_3$ и $Д_4$ подается

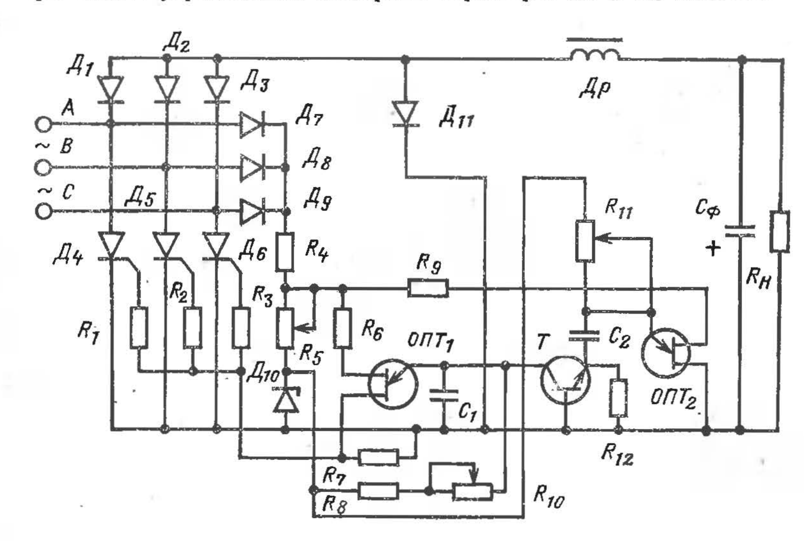


Рис. 5-23. Схема трехфазного регулируемого выпрямителя с двумя однопереходными транзисторами в цепи управления.

отпирающий импульс тока через открывшийся *ОПТ*. Изменяя с помощью резистора R_7 постоянную времени заряда C_1, можно получить регулирование выходного напряжения выпрямителя от некоторого максимального значения ($\alpha_в \approx 10°$) практически до нуля ($\alpha_в \to 180°$).

При малом напряжении на вторичной обмотке силового трансформатора для питания релейного элемента на *ОПТ* целесообразно использовать отдельный источник. На рис. 5-22 для этой цели служит дополнительный выпрямитель на диодах $Д_7$—$Д_{10}$, подключенный к вспомогательной обмотке трансформатора.

Пример реализации подобной схемы для управления мостовым трехфазным регулируемым выпрямителем показан на рис. 5-23.

Работа схемы на $ОПТ_1$ описана выше. С помощью резистора R_{10} происходит изменение момента открывания тиристоров $Д_4$—$Д_6$ вследствие изменения скорости заряда конденсатора C_1. При открывании $ОПТ_1$ импульсы управляющих токов подаются ко входам всех трех тиристоров, однако открывается только тот тиристор, на аноде которого в этот момент будет наиболее положительный потенциал.

Схема, состоящая из $ОПТ_2$ и транзистора T, не допускает открывания $ОПТ_1$ при угле открывания тиристоров свыше 120°. На $ОПТ_2$ выполнен самостоятельный релаксационный генератор, в котором цикл заряда конденсатора C_2 начинается одновременно с циклом заряда C_1. Сопротивление резистора R_{11} выбирается таким, чтобы $ОПТ_2$ открывался при угле открывания тиристоров, несколько меньшем 120°. Если угол открывания тиристоров достигает значения, примерно равного 120°, $ОПТ_2$ открывается. C_2 при этом разряжается через входную цепь транзистора T, что приводит к

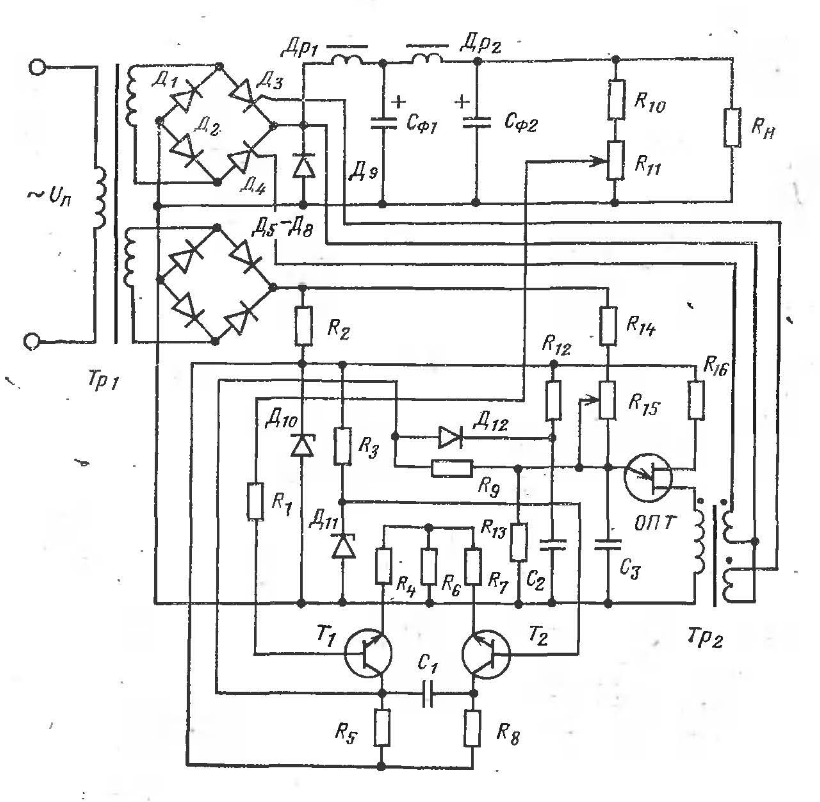


Рис. 5-24. Схема однофазного стабилизирующего выпрямителя с однопереходным транзистором в цепи управления.

его иасыщению и разряду C_1 через транзистор T. При таком периодическом разряде C_1 импульсы токов управления тиристоров $Д_4$—$Д_6$ отсутствуют, а выходное напряжение выпрямителя становится равным нулевому значению.

На рис. 5-24 приведена схема однофазного стабилизирующего выпрямителя с однопереходным транзистором (*ОПТ*) в схеме управления [12]. Выходное напряжение выпрямителя 60 В, мощность нагрузки 1,2 кВт.

В рассматриваемом выпрямителе часть выходного иапряжения (с резистора R_{11}) сравнивается с опорным напряжением на стабилитроне $Д_{11}$. Оба эти сигнала прикладываются к разным входам дифференциального усилителя постоянного тока на транзисторах T_1 и T_2. Усиленный сигнал, пропорциональный разности указанных напряжений, снимается с выхода усилителя (коллектор T_1) и подается на вход релейиого элемента на однопереходном транзисторе *ОПТ*, изменяя скорость заряда конденсатора C_3. При этом изменяется угол включения тиристоров $Д_3$ и $Д_4$, управляющий сигнал на вход которых подается с обмоток импульсного трансформатора $Тр_2$, включенного в цепь *ОПТ*.

Резистор R_{15} предназиачен либо для получения иаибольшей стабильиости, либо для обеспечения минимального перерегулирования при переходных процессах. Изменением сопротивлеиия R_{15} осуществляется изменение коэффициента усиления системы автоматического регулироваиия, реализованной в данном выпрямителе. Резистор R_{12} и конденсатор C_2 служат для плавного установления режима номинальной нагрузки выпрямителя.

ГЛАВА ШЕСТАЯ.

НЕПРЕРЫВНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6-1. Основиые типы стабилизаторов и их параметры

Стабилизатором напряжеиия называется устройство, поддерживающее неизменным напряжение иа нагрузке при измеиении значений питающего напряжения и нагрузки, температуры окружающей среды и при воздействии других дестабилизирующих факторов, которые могут привести к изменению иапряжения иа нагрузке.

По принципу действия стабилизаторы напряжения подразделяют на параметрические и компенсационные. При этом под параметрическими стабилизаторами понимаются устройства, в которых стабилизация напряжения на нагрузке осуществляется в результате перераспределения иапряжений между линейным и нелинейиым элементами. В качестве нелинейного элемента в параметрических стабилизаторах используют различные приборы, обладающие резко выраженной нелинейностью вольт-амперных характеристик.

Кремниевые стабилитроны используют при напряжениях иа нагрузке в диапазоне от единиц до сотен вольт и токах нагрузки от единиц до десятков и сотен миллиампер. Газоразрядиые стабилитроны, как правило, применяют для стабилизации высоких иа-

пряжений (киловольты) при малых токах нагрузки (микроамперы— доли миллиампера).

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока представляют собой системы автоматического регулирования, содержащие цепь отрицательной обратной связи, по которой сигнал с выхода стабилизатора воздействует на его вход. Стабилизация напряжения на нагрузке в таких стабилизаторах осуществляется за счет соответствующего регулирования тока, протекающего через силовой регулирующий элемент, в качестве которого широко используют силовые транзисторы.

По способу регулирования стабилизаторы делятся на два вида — непрерывные и импульсные стабилизаторы. В первых через силовой регулирующий элемент непрерывно протекает постоянный ток, который в процессе регулирования определяется мгновенным значением управляющего сигнала. В импульсных стабилизаторах силовой регулирующий элемент поочередно переключается из открытого состояния в закрытое и обратно, а ток и напряжение на нагрузке изменяются под действием управляющего сигнала за счет регулирования соотношения между длительностями открытого и закрытого состояний этого элемента. Импульсные стабилизаторы напряжения постоянного тока будут рассмотрены в гл. 7 настоящей книги.

По способу взаимного включения регулирующего элемента *РЭ* и нагрузки $R_н$ различают последовательные и параллельные стабилизаторы напряжения (рис. 6-1). В первом случае нагрузка и регулирующий элемент стабилизатора включены последовательно

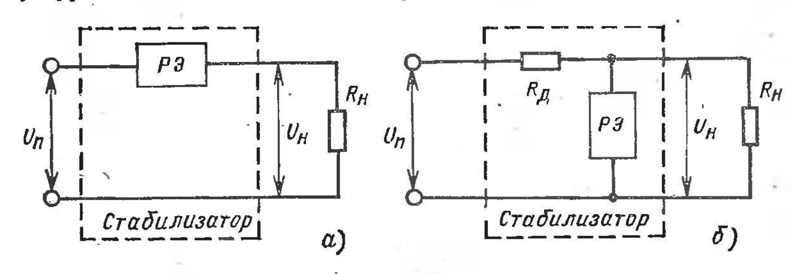


Рис. 6-1. Функциональные схемы стабилизаторов последовательного (*а*) и параллельного (*б*) типов.

(рис. 6-1, *а*), а изменение напряжения на нагрузке приводит к соответствующему изменению тока через регулирующий элемент и перераспределению напряжений на этом элементе и нагрузке.

В параллельных стабилизаторах напряжения (рис. 6-1, *б*) регулирующий элемент стабилизатора включен параллельно нагрузке и напряжение на нем практически неизменно. В этом случае небольшие изменения напряжения на нагрузке приводят к соответствующим изменениям тока, протекающего через регулирующий элемент, и изменениям падения напряжения на дополнительном резисторе $R_д$, включенном в цепь нагрузки. Последние компенсируют изменения выходного напряжения стабилизатора. Отметим, что параметрические стабилизаторы напряжения, как правило, относятся к параллельным стабилизаторам.

Качество работы стабилизатора оценивается следующими основными параметрами: коэффициентом стабилизации напряжения,

внутренним сопротивлением, коэффициентом сглаживания пульсаций напряжения, температурным коэффициентом стабилизатора. Коэффициент стабилизации напряжения равен отношению относительных значений приращений входного и выходного напряжений:

$$k_{ст} = (\Delta U_п / U_п) / (\Delta U_н / U_н), \qquad (6\text{-}1)$$

где $\Delta U_п$ и $\Delta U_н$ — соответственно приращения напряжения на входе и выходе стабилизатора; $U_п$ и $U_н$ — номинальные значения входного и выходного напряжений.

Часто вместо значения $k_{ст}$ качество работы стабилизатора оценивается значением статической ошибки регулирования или частной нестабильностью его выходного напряжения при неизменном токе нагрузки и изменяющемся напряжении на входе стабилизатора $\delta_{ст} = \Delta U_н / U_н$.

Коэффициент стабилизации показывает, во сколько раз стабилизатор уменьшает изменение питающего напряжения. Так, например, если напряжение питающей сети изменяется в пределах $\pm 20\%$ от своего номинального значения, а на выходе стабилизатора напряжение поддерживается с точностью $\pm 1\%$, то коэффициент стабилизации такого стабилизатора равен $k_{ст} = 20$.

Внутреннее сопротивление стабилизатора $r_{вн}$ характеризует влияние изменений тока нагрузки стабилизатора на его выходное напряжение и определяется как отношение приращения выходного напряжения $\Delta U_н$ к вызвавшему его приращению тока нагрузки $\Delta I_н$ при неизменном напряжении на входе стабилизатора $r_{вн} = \Delta U_н / \Delta I_н$. Так, например, если при увеличении или уменьшении тока нагрузки стабилизатора на 0,1 А напряжение на его выходе соответственно уменьшается или увеличивается на 10 мВ, то внутреннее сопротивление такого стабилизатора равно 0,01/0,1=0,1 Ом.

Очевидно, что при уменьшении внутреннего сопротивления стабилизатора ослабляется влияние изменений тока нагрузки на стабилизированное напряжение.

Коэффициент сглаживания пульсаций характеризует фильтрующие свойства стабилизатора. Он показывает, во сколько раз относительное значение пульсаций на входе стабилизатора превышает относительное значение пульсаций стабилизированного напряжения

$$k_{пульс} = (U_{п\sim} / U_п) / (U_{н\sim} / U_н),$$

где $U_{п\sim}$ и $U_{н\sim}$ — соответственно амплитудные значения пульсаций напряжений на входе и выходе стабилизатора.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизатора характеризует степень стабильности его выходного напряжения в условиях изменения температуры окружающей среды при неизменных напряжении на входе стабилизатора и токе его нагрузки. Температурный коэффициент напряжения стабилизатора определяется как отношение изменения стабилизированного напряжения к вызвавшему его изменению температуры окружающей среды $\Delta t^\circ_{окр}$ $\theta = \Delta U_н / \Delta t^\circ_{окр}$.

Помимо перечисленных выше основных параметров стабилизаторов, характеризующих качество стабилизации напряжения, такие устройства оцениваются, кроме того, по энергетическим показате-

лям. Важнейшим энергетическим показателем стабилизаторов является коэффициент полезного действия η_c, равный отношению мощности, потребляемой нагрузкой с выхода стабилизатора, к мощности, потребляемой стабилизатором от источника питания.

6-2. Параметрические стабилизаторы

Схема простейшего параметрического стабилизатора постоянного напряжения приведена на рис. 6-2. Здесь параллельно нагрузке $R_н$ включен кремниевый стабилизатор $Д$, а между источником питания и стабилитроном включен дополнительный резистор $R_д$. Ток через $R_д$ равен сумме тока нагрузки и тока, протекающего через стабилитрон.

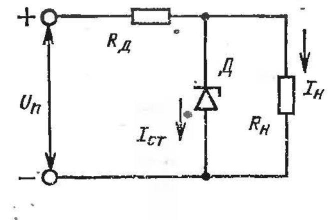


Рис. 6-2. Простейший параметрический стабилизатор напряжения постоянного тока.

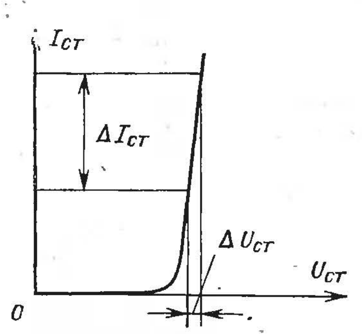


Рис. 6-3. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона.

При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон в соответствии с его вольт-амперной характеристикой (рис. 6-3) резко увеличивается, что приводит к увеличению тока через резистор $R_д$ и соответствующему увеличению напряжения на этом резисторе. Напряжение на стабилитроне, а следовательно, и на нагрузке при этом практически не изменяется. При уменьшении входного напряжения, наоборот, падение напряжения на $R_д$ уменьшается таким образом, что напряжение на стабилитроне и нагрузке остается неизменным.

Коэффициент стабилизации напряжения для простейшего параметрического стабилизатора (рис. 6-2) равен:

$$k_{ст} = \frac{R_д U_н}{r_{диф} U_п}, \qquad (6\text{-}2)$$

где $r_{диф}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона, равное $r_{диф} = \Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$.

Очевидно, что с увеличением значения $R_д$ увеличивается коэффициент сглаживания рассматриваемого стабилизатора, однако при этом вследствие увеличения падения напряжения на резисторе $R_д$ уменьшается его к.п.д. Как правило, отношение $U_п/U_н$ рекомендуется выбирать примерно равным 1,5—3,0; при этом коэффициеит сглаживания равен 10—30.

Так как параметрические стабилизаторы на кремииевых стабилитронах являются практически безынерционными устройствами, коэффициенты сглаживания пульсаций напряжения по значению примерно равны значениям коэффициентов стабилизации.

Стабилитроны, предназначенные для использования в параметрических стабилизаторах постоянного напряжения, как правило, должны характеризоваться высокой стабильностью их параметров в диапазоне рабочих температур. Как показали результаты измерений [18], у большинства стабилитронов с напряжением стабилизации $U_{ст}$ больше 6 В ТКН имеет положительное зиачение. При напряжении стабилизации около 6 В ТКН стабилитронов имеет переменный знак, т. е. при увеличении рабочей температуры напряжение стабилизации может либо увеличиваться, либо уменьшаться. У стабилитронов с напряжением стабнлизации меньше 5 В ТКН отрицателен: для таких приборов увеличение рабочей температуры всегда приводит к уменьшению напряжения стабилизации, а уменьшение рабочей температуры к его увеличению.

Жесткие требования, в ряде случаев предъявляемые к температурной стабильности напряжения на выходе параметрического стабилизатора, приводят к необходимости введения в схему стабилизатора дополнительных термокомпенсирующих элементов. Наиболее часто для этой цели на практике используются обычные кремниевые диоды, включаемые последовательно со стабилитроном (рис. 6-4). Путем подбора соответствующих типов и количе-

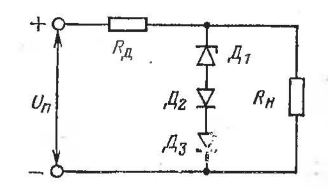


Рис. 6-4. Термокомпенсация выходного напряжения параметрического стабилизатора с помощью обычных диодов.

ства дополнительных термокомпенсирующих диодов ($Д_2$, $Д_3$ и т. д.) удается получить высокую температурную стабильность напряжения на нагрузке даже при использовании стабилитронов с большим ТКН.

Отмеченный способ повышения температуриой стабильности выходного напряжения основан на том обстоятельстве, что диоды, включенные в прямом направлении, всегда имеют отрицательный, а большинство стабилитронов с $U_{ст} > 6$ В — положительный ТКН. Суммарный ТКН цепочки из последовательно соединенных диодов и стабилитрона всегда меньше, чем ТКН отдельно взятого диода и стабилитрона, и при правильном выборе компенсирующих диодов сколь угодно близко может приближаться к нулевому значению. Такой же способ уменьшения ТКН реализован в специальных термокомпенсированных стабилитронах типов Д818А—Д818Е; КС196А—КС196Г, выпускаемых отечественной промышленностью.

Использование в параметрических стабилизаторах напряжения

термокомпенсированных стабилитронов позволяет обеспечить высокую температурную стабильность напряжения на нагрузке. Температурные изменения стабилизированного напряжения в диапазоне температур от —60 до +60°C для таких стабилизаторов составляют примерно 0,05—0,5% номинального значения выходного напряжения.

К основному недостатку данного способа термокомпенсации относится повышенное значение динамического сопротивления цепи, состоящей из последовательно включенных стабилитрона и компенсирующих диодов. Это же в равной степени относится и к термокомпенсированным стабилитронам, динамическое сопротивление которых превышает динамическое сопротивление некомпенсированных стабилитронов типов Д814А и Д808 более чем в 3 раза. Увеличение динамического сопротивления приводит к уменьшению коэффициента стабилизации напряжения, т. е. повышение температурной стабильности выходного напряжения с помощью компенсирующих диодов достигается ценой уменьшения его стабильности при изменении напряжения питания.

Для увеличения коэффициента стабилизации используется последовательное включение нескольких параметрических стабилизаторов, когда вход каждого последующего стабилизатора подключается к выходу предыдущего (рис. 6-5). Термокомпенсирующие

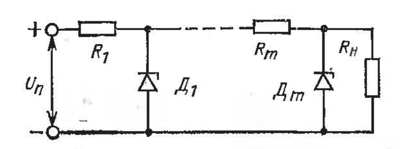


Рис. 6-5. Последовательное включение параметрических стабилизаторов.

диоды на рис. 6-5 не показаны, но могут включаться последовательно с каждым стабилитроном многокаскадного стабилизатора для повышения температурной стабильности его выходного напряжения. Общий коэффициент стабилизации напряжения многокаскадного параметрического стабилизатора равен произведению коэффициентов стабилизации всех его каскадов. Это же справедливо и для коэффициента сглаживания пульсаций напряжения. Так, например, для двухкаскадного параметрического стабилизатора, выполненного на стабилитронах типа Д814А, при токе стабилизации 10 мА удается получить нестабильность выходного напряжения около 0,002—0,02% [18].

Основной недостаток многокаскадных параметрических стабилизаторов заключается в их низком к.п.д., в необходимости существенного повышения входного напряжения по отношению к напряжению на нагрузке. Так, например, для трехкаскадного параметрического стабилизатора с выходным напряжением 8 В при его нестабильности ±0,001%, вызванной изменениями питающего напряжения на ±10%, требуется входное напряжение не ниже 50 В. Многокаскадные параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока используются крайне редко — только в измерительных устройствах высокой точности, например цифровых вольтметрах.

6-3. Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока

Всякий компенсационный стабилизатор включает в себя источник опорного напряжения, в качестве которого обычно используются параметрический стабилизатор, усилитель постоянного тока (в редких случаях роль усилителя постоянного тока может выполнять регулирующий транзистор) и регулирующий транзистор.

На рис. 6-6 приведена схема простейшего стабилизатора с по-

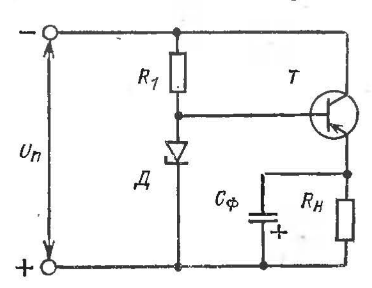


Рис. 6-6. Простейшая схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока последовательного типа.

следовательным включением регулирующего транзистора и нагрузки, не содержащая усилителя постоянного тока. Здесь напряжение на нагрузке $R_н$ равно разности между опорным напряжением, снимаемым с выхода параметрического стабилизатора (R_1, *Д*), и падением напряжения на входе транзистора *Т*. Последнее, как правило, невелико и составляет доли вольта.

Если напряжение на нагрузке по какой-либо причине увеличилось, одновременно уменьшается напряжение между базой и эмиттером регулирующего транзистора, что приводит к его некоторому закрыванию. Ток коллектора этого транзистора уменьшается ровно настолько, чтобы выходное напряжение вернулось к своему номинальному значению. При уменьшении выходного напряжения, наоборот, происходит увеличение напряжения между базой и эмиттером регулирующего транзистора, его ток коллектора увеличивается, в результате чего также происходит компенсация первоначального изменения выходного напряжения стабилизатора.

Рассматриваемый стабилизатор не позволяет регулировать или устанавливать с достаточной точностью выходное напряжение, которое практически равно напряжению стабилизации стабилитрона *Д* и вследствие разброса значений $U_{ст}$ может изменяться на $\pm$ (5—15) % своего номинального значения.

Более совершенная схема последовательного компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока приведена на рис. 6-7. В этом стабилизаторе регулирующий транзистор выполнен составным из двух транзисторов T_1 и T_2. На его вход подается сигнал с выхода усилителя постоянного тока на транзисторе T_3. Это позволяет уменьшить внутреннее сопротивление такого стабилизатора до сотых и тысячных долей ом (для простейшего стабилизатора на рис. 6-6 внутреннее сопротивление обычно составляет несколько десятых долей ом).

Стабилизатор работает следующим образом. Выходной сигнал, снимаемый с резистора R_6 и части резистора R_5, сравнивается с

опорным напряжением, которое подается с выхода параметрического стабилизатора на стабилитроне *Д* и резисторе R_2. Разность этих сигналов прикладывается между базой и эмиттером транзистора T_3, коллекторный ток которого вместе с током базы составного регулирующего транзистора протекает через резистор R_1. Увеличение по какой-либо причине выходного напряжения стабилизатора приводит к увеличению напряжений на резисторах R_5 и R_6 и на входе транзистора T_3. Вследствие последнего возрастает коллекторный ток T_3 и падение напряжения на резисторе R_1. В результате уменьшаются токи базы и коллектора регулирующего транзистора (T_1, T_2), и напряжение на выходе стабилизатора вновь возвратится к своему номинальному значению.

Уменьшение выходного напряжения, наоборот, приводит к уменьшению напряжения на входе транзистора T_3 и уменьшению его коллекторного тока, соответствующему увеличению токов базы и коллектора регулирующего транзистора и восстановлению номинального значения выходного напряжения.

Резистор R_5 с переменным сопротивлением служит для ручной регулировки и установки точного значения выходного напряжения стабилизатора; значение последнего благодаря использованию делителя R_4—R_6 может превышать напряжение стабилизации стабилитрона *Д*. Резистор R_3, через который протекает обратный ток коллектор—эмиттер транзистора T_1, повышает температурную устойчивость данного стабилизатора.

Для устранения самовозбуждения стабилизатора и исключения паразитных автоколебаний усилитель постоянного тока охвачен цепью гибкой отрицательной обратной связи. Ее роль выполняет конденсатор C_1 емкостью в десятые доли — единицы мкФ. Конденсатор $C_ф$, включенный на выход стабилизатора, улучшает его работу при импульсном характере нагрузки. Емкость этого конденсатора, как правило, достигает значений десятков — сотен мкФ.

Подключение резистора R_1 к шине источника питания (рис. 6-7)

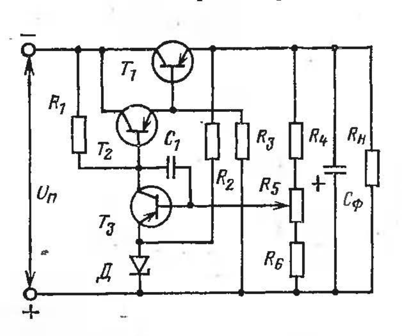


Рис. 6-7. Компенсационный стабилизатор с составным регулирующим транзистором.

является причиной сравнительно низкого значения коэффициента стабилизации напряжения. При таком включении R_1 появляется дестабилизирующая прямая связь со входа стабилизатора на базу регулирующего транзистора. Колебания входного напряжения, передаваемые через резистор R_1, препятствуют действию основной обратной связи с выхода усилителя постоянного тока. Поэтому для улучшения качества последовательного компенсационного стабилизатора резистор R_1 рекомендуется подключать к вспомогательному источнику стабилизированного напряжения, причем это напряже-

ние по возможности должно превосходить напряжение питания стабилизатора.

Другой способ улучшения характеристик компенсационного стабилизатора заключается в замене резистора R_1 токостабилизирующим двухполюсником. Схема усовершенствованного стабилизатора с токостабилизирующим двухполюсником приведена на рис. 6-8. В отличие от предыдущей схемы здесь база составного

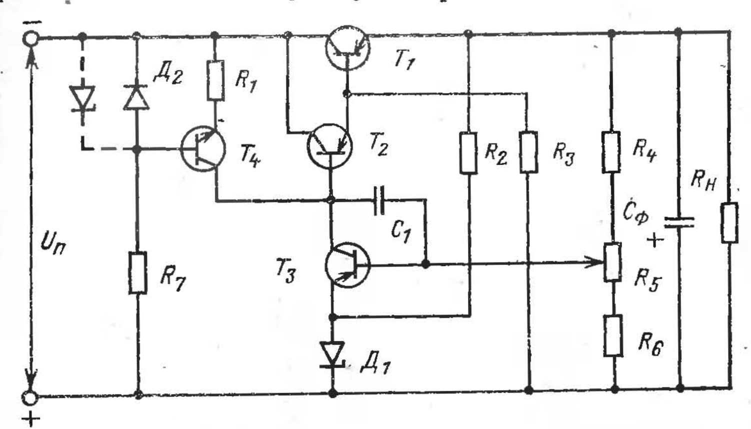


Рис. 6-8. Компенсационный стабилизатор с составным регулирующим транзистором и токостабилизирующим двухполюсником.

регулирующего транзистора (T_1, T_2) и коллектор транзистора T_3 усилителя постоянного тока подключены к минусовой шине источника питания через транзистор T_4, который играет роль токостабилизирующего двухполюсника. На вход T_4 подается стабилизированное напряжение с выхода параметрического стабилизатора на диоде $Д_2$, включенном в прямом направлении, и резисторе R_7 (вместо диода $Д_2$ может быть использован стабилитрон, показанный на рис. 6-8 пунктиром).

Так как напряжение на входе T_4 стабилизировано, то и ток его коллектора также стабилизирован. Таким образом, сумма тока базы регулирующего транзистора и тока коллектора транзистора усилителя постоянного тока поддерживается неизменной и не зависит от колебаний питающего напряжения. В остальном работа рассматриваемой схемы полностью аналогична работе предыдущей схемы.

На рис. 6-9 приведена схема последовательного компенсационного стабилизатора, в котором регулирующий транзистор включен в плюсовую шину источника питания (а не в минусовую шину, как для рассмотренных выше схем). Принцип действия этой схемы полностью аналогичен принципу действия предыдущей схемы, приведенной на рис. 6-8.

Для электропитания современной радиоэлектронной аппаратуры часто требуются малые стабилизированные напряжения — от долей до единиц вольта. При создании низковольтных стабилизаторов напряжения постоянного тока сталкиваемся с трудностью, заключающейся в отсутствии высококачественных низковольтных

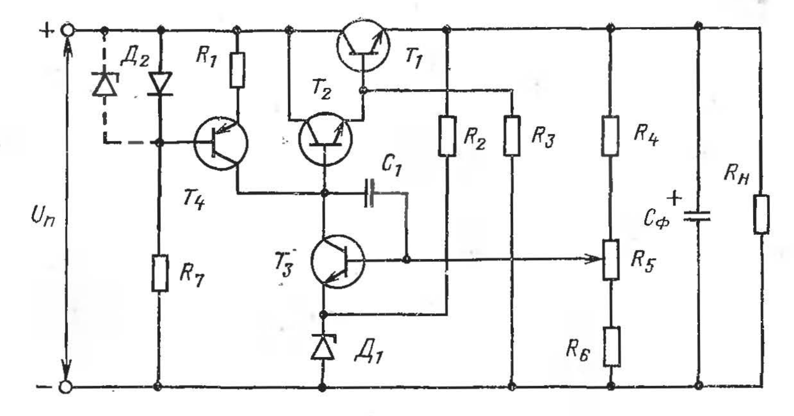


Рис. 6-9. Компенсационный стабилизатор с регулирующим транзистором, включенным в цепь плюсовой шины источника питания.

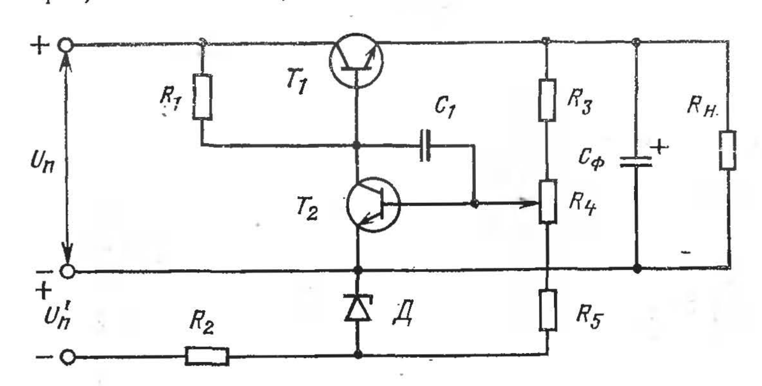


Рис. 6-10. Низковольтный стабилизатор напряжения постоянного тока.

стабилитронов. Одна из простейших и наиболее распространенных схем низковольтных стабилизаторов приведена на рис. 6-10. Здесь параллельный параметрический стабилизатор (R_2, $Д$) питается от вспомогательного источника с напряжением $U'_{п}$, бо́льшим напряжения питания $U_{п}$. Делитель напряжения R_3—R_5 подключен к выходу стабилизатора и через R_2 к вспомогательному источнику. В данном стабилизаторе выходное напряжение может быть значительно меньше, чем напряжение стабилизации стабилитрона.

Рассмотренные выше компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока относятся к стабилизаторам последовательного типа. Наряду с ними в технике электропитания современной радиоэлектронной аппаратуры нашли применение также параллельные компенсационные стабилизаторы. Простейшая схема такого стабилизатора приведена на рис. 6-11.

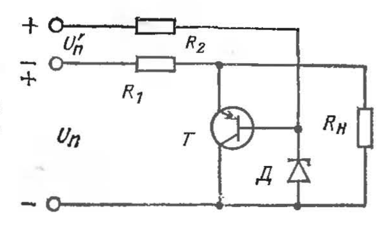


Рис. 6-11. Простейшая схема компенсационного стабилизатора параллельного типа.

На вход регулирующего транзистора T, подключенного параллельно нагрузке, подается разность двух напряжений — выходного и опорного, снимаемого со стабилитрона $Д$. Последний входит в состав параметрического стабилизатора ($Д$, R_2), который питается суммарным напряжением $U_п + U_п'$. При увеличении выходного напряжения увеличивается напряжение между базой и эмиттером регулирующего транзистора T, возрастает его коллекторный ток. В результате этого увеличивается падение напряжения на резисторе R_1, включенном в цепь источника питания, и уменьшается выходное напряжение стабилизатора. При уменьшении выходного напряжения происходят обратные процессы: напряжение между базой и эмиттером регулирующего транзистора и его ток коллектора уменьшаются, падение напряжения на R_1 также уменьшается, а напряжение на выходе возвращается к своему номинальному значению.

Схема параллельного компенсационного стабилизатора с улучшенными параметрами приведена на рис. 6-12. Здесь, как и в ста-

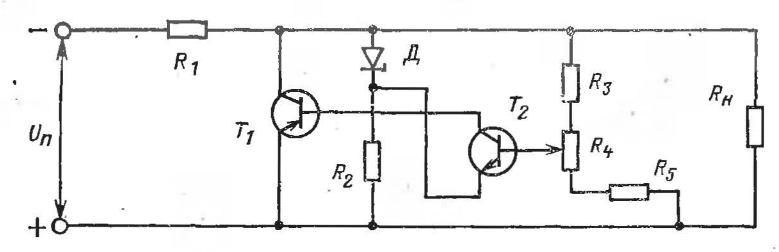


Рис. 6-12. Компенсационный стабилизатор параллельного типа с улучшенной характеристикой.

билизаторах других типов, напряжение на входе транзистора T_2 усилителя постоянного тока равно разности между частью выходного напряжения, снимаемого с резисторов R_3 и R_4, и опорным напряжением, подаваемым с выхода параметрического стабилизатора (R_2, $Д$). Ток базы регулирующего транзистора T_1 протекает через коллекторную цепь транзистора T_2 и пропорционален разности указанных выше напряжений.

При увеличении выходного напряжения транзистор T_2 открывается в большей степени, его коллекторный ток возрастает, что приводит к возрастанию тока коллектора T_1 и увеличению падения напряжения на резисторе R_1. Последнее полностью компенсирует начальные изменения выходного напряжения стабилизатора. При

уменьшении выходного напряжения, наоборот, транзисторы T_1 и T_2 в большей степени закрываются, что приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе R_1. В этом случае также проявляется компенсирующая реакция стабилизатора на изменение напряжения питания.

Параллельные компенсационные стабилизаторы в отличие от последовательных стабилизаторов характеризуются нечувствительностью к перегрузкам и коротким замыканиям на их выходе и не требуют дополнительных устройств защиты от перегрузок. Однако вследствие того, что к.п.д. таких стабилизаторов значительно ниже, чем у последовательных стабилизаторов, они получили значительно меньшее практическое применение в технике электропитания радиоэлектронной аппаратуры по сравнению с ранее рассмотренными последовательными стабилизаторами.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ.

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7-1. Принцип действия основных схем импульсных стабилизаторов

Рассматриваемые в настоящей главе стабилизаторы представляют собой импульсные системы автоматического регулирования и предназначены для стабилизации напряжений постоянного тока. Такие преобразовательные устройства включают в себя ключевой элемент, схему его управления, которая в процессе регулирования изменяет скважность импульсов на входе ключевого элемента (модулятор), и накопители энергии — дроссели и конденсаторы, выполняющие роль сглаживающих фильтров (демодулятор).

Класс импульсных стабилизаторов, нашедших широкое применение в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры, чрезвычайно многообразен и достаточно хорошо изучен. В отличие от рассмотренных в предыдущей главе непрерывных стабилизаторов импульсные стабилизаторы обладают значительно меньшими потерями в силовом регулирующем элементе и значительно более высоким к.п.д. Преимущества последних становятся особенно ощутимыми при широких пределах изменения напряжения питания. Так, например, при изменении напряжения питания от 23 до 34 В. и выходном напряжении 20 В к.п.д. импульсных стабилизаторов обычно составляет 80—85%, в то время как к.п.д. непрерывных стабилизаторов не превышает 55—60%.

По принципу действия импульсные стабилизаторы делятся на две группы — релейные или двухпозиционные стабилизаторы и стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией.

Релейный стабилизатор представляет собой автоматическую систему, в которой регулирующий транзистор переключается из открытого состояния в закрытое и обратно, когда изменяющееся во времени выходное напряжение стабилизатора достигает соответственно порога срабатывания или отпускания релейного элемента, управляющего регулирующим транзистором. Для стабилизаторов данного типа частота переключения регулирующего транзистора в процессе регулирования может изменяться в широких пределах, что относится к недостаткам таких устройств.

В стабилизаторах с широтно-импульсной модуляцией частота переключения регулирующего транзистора постоянна. Здесь в про-

цессе регулирования изменяется лишь соотношение между длительностями открытого и закрытого состояний регулирующего транзистора, причем их сумма в любом рабочем периоде постоянна и равна длительности периода.

Пусть, например, на вход регулирующего транзистора подаются два сигнала, один из которых $U_{лин}$ в течение каждого периода изменяется по одному и тому же линейному закону, а другой $U_{вых}$ пропорционален напряжению на нагрузке (рис. 7-1). Очевидно, что

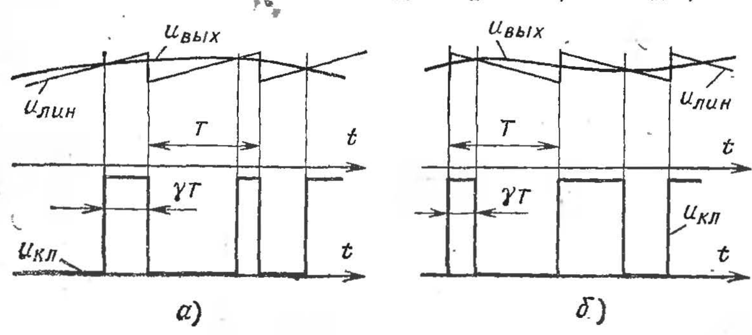


Рис. 7-1. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу широтно-импульсного модулятора при нарастающем (*а*) и спадающем (*б*) линейно-изменяющемся напряжении $u_{лин}$.

в этом случае переключение регулирующего транзистора будет происходить в момент равенства обоих сигналов. При увеличении напряжения на нагрузке возрастает $U_{вых}$, что вызывает уменьшение длительности открытого состояния регулирующего транзистора и соответствующее уменьшение выходного напряжения стабилизатора. При уменьшении напряжения на нагрузке, наоборот, длительность открытого состояния регулирующего транзистора и выходное напряжение стабилизатора увеличиваются. По сравнению с релейными стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией оказываются более сложными и содержат большее число элементов.

Рассмотрим электромагнитные процессы в импульсном стабилизаторе, схема которого изображена на рис. 7-2. Стабилизаторы

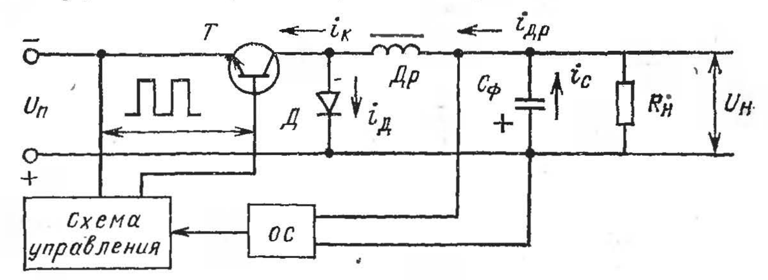


Рис. 7-2. Импульсный стабилизатор с последовательным включением регулирующего транзистора, дросселя фильтра и нагрузки.

подобного вида получили преимущественное распространение в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры.

На рис. 7-2 на вход регулирующего транзистора T подается импульсный сигнал от схемы управления. Изменение скважности таких импульсов происходит под действием сигнала, поступающего от схемы обратной связи (OC), вход которой подключен к выходу стабилизатора. Дроссель $Др$ и конденсатор $C_ф$ преобразуют однополярные прямоугольные импульсы переменной скважности, поступающие с коллектора T, в напряжение постоянного тока. Диод $Д$ обеспечивает электрическую цепь для протекания тока в дросселе, когда регулирующий транзистор находится в закрытом состоянии.

Пусть в начальный момент времени t_1 (рис. 7-3) транзистор T

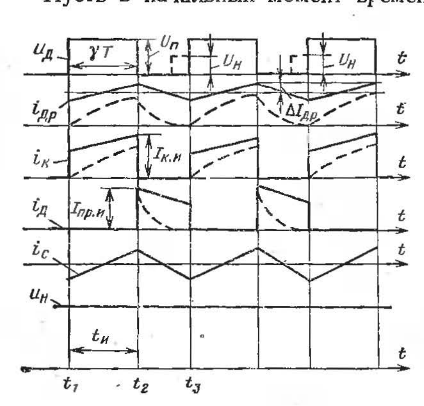


Рис. 7-3. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу стабилизатора (см. рис. 7-2).

переключился в открытое состояние. При этом на вход фильтра LC-типа прикладывается напряжение питания, и диод $Д$ закрывается. В дросселе фильтра начинает возрастать ток, достигая своего максимального значения к моменту выключения транзистора T. Накопление энергии в $Др$ и $C_ф$ приводит к некоторому незначительному увеличению напряжения на выходе стабилизатора.

В момент t_2 сигналом от схемы управления транзистор T закрывается. Энергия, накопленная в элементах фильтра, начинает расходоваться в нагрузке, а диод $Д$ при этом открывается. Ток диода $Д$ в интервале $t_2—t_3$ спадает по линейному закону вплоть до момента очередного открывания транзистора T (t_3). После этого процессы в схеме стабилизатора повторяются.

В установившемся режиме при неизменном значении напряжения питания выходное напряжение стабилизатора прямо пропорционально относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора γ:

$$U_н = U_п \gamma, \tag{7-1}$$

где $\gamma = t_и f$; $t_и$ — длительность интервала $t_1—t_2$ (рис. 7-3); f — частота преобразования.

Амплитуда пульсаций тока в дросселе фильтра равна:

$$\Delta I_{Др} = \frac{U_п \gamma (1-\gamma)}{2 L_ф f}, \tag{7-2}$$

где $L_ф$ — индуктивность дросселя $Др$.

Амплитуда пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{н\sim}$ при известном значении произведения $L_ф C_ф$ определяется выражением

$$\Delta U_{н\sim} = \frac{U_п \gamma (1-\gamma)}{8 L_ф C_ф f^2}. \qquad (7\text{-}3)$$

Амплитуда тока коллектора регулирующего транзистора равна амплитуде тока диода $Д$ и амплитуде тока в дросселе фильтра:

$$I_{Ки} = I_{пр.и} = I_{Др.макс} = I_н + \Delta I_{Др} = $$
$$= \frac{U_п \gamma}{R_н}\left[1 + \frac{R_н}{2 L_ф f}(1-\gamma)\right]. \qquad (7\text{-}4)$$

Минимальное значение тока в дросселе фильтра равно:

$$I_{Др.мин} = \frac{U_п \gamma}{R_н}\left[1 - \frac{R_н}{2 L_ф f}(1-\gamma)\right]. \qquad (7\text{-}5)$$

При уменьшении индуктивности дросселя фильтра увеличиваются пульсации тока в нем, ухудшается использование регулирующего транзистора по току, возрастает установленная емкость конденсатора фильтра. При весьма малой индуктивности $L_ф$ в схеме стабилизатора может наступить режим прерывистого тока в дросселе фильтра (см. пунктир на рис. 7-3), при котором ухудшается внешняя (нагрузочная) характеристика стабилизатора. Для обеспечения режима непрерывного тока в дросселе фильтра его индуктивность должна рассчитываться в соответствии со следующим неравенством:

$$L_ф \geqslant R_н (1-\gamma)/2f. \qquad (7\text{-}6)$$

Кроме последовательного стабилизатора, схема которого изображена на рис. 7-2, в ИВЭ используются также импульсные стабилизаторы, схемы которых приведены на рис. 7-4 и 7-5.

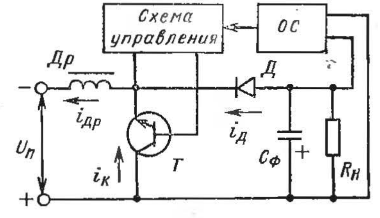


Рис. 7-4. Импульсный стабилизатор с последовательным включением дросселя фильтра и нагрузки и регулирующим транзистором, подключенным параллельно нагрузке.

В параллельном стабилизаторе (рис. 7-4) регулирующий транзистор $Т$ подключен параллельно нагрузке, отделенной от него диодом $Д$. При открывании $Т$ в дросселе $Др$ запасается избыточная электромагнитная энергия, а его ток нарастает от своего минимального значения $I_{Др.мин}$ по линейному закону:

$$I_{Др} = I_{Др.мин} + \frac{U_п}{L_ф} t.$$

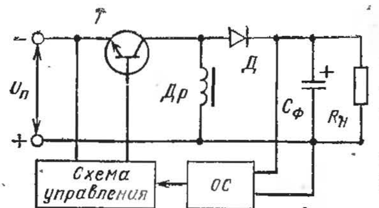


Рис. 7-5. Импульсный стабилизатор с последовательным включением регулирующего транзистора и нагрузки и подключением дросселя фильтра параллельно нагрузке.

К моменту закрывания регулирующего транзистора схемой его управления (длительность открытого состояния T по-прежнему равна γT) ток в дросселе $Др$ достигает своего максимального значения

$$I_{Др.\,макс} = I_{Др.\,мин} + \frac{U_п}{L_ф}\,\gamma T.$$

После закрывания регулирующего транзистора избыточная электромагнитная энергия, накопленная в $Др$ на предыдущем интервале, через открывшийся диод $Д$ поступает в нагрузку, подзаряжая конденсатор фильтра. По сравнению с ранее рассмотренным стабилизатором (см. рис. 7-2) в параллельном стабилизаторе возможно повышение выходного напряжения по сравнению с напряжением питания. Зависимость выходного напряжения от относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора приведена на рис. 7-6. В качестве независимого параметра

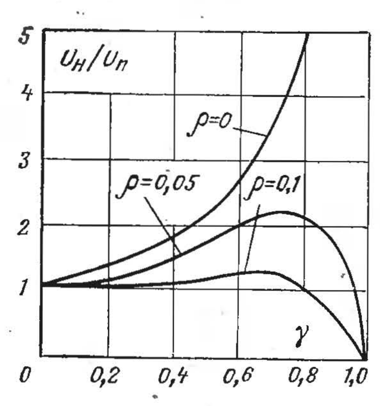


Рис. 7-6. Регулировочные характеристики стабилизатора, выполненного по схеме рис. 7-4.

ρ при построении регулировочных характеристик стабилизатора использовано отношение

$$\rho = \frac{r_ф}{r_ф + R_н},$$

где $r_ф$ — сопротивление дросселя фильтра; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

В стабилизаторах второго типа (см. рис. 7-5) одновременно со стабилизацией происходит инвертирование напряжения. Здесь

выходное напряжение по значению также может превышать значение напряжения питания, однако полярность его оказывается противоположной полярности последнего.

При открытом состоянии регулирующего транзистора *Т* дроссель *Др* накапливает избыточную электромагнитную энергию. Диод *Д* в этом режиме закрыт, нагрузка вместе с конденсатором фильтра отключена от источника питания. Переключение регулирующего транзистора в закрытое состояние сопровождается открыванием диода *Д* и переходом энергии, накопленной в *Др*, в конденсатор фильтра $C_ф$ и нагрузку.

Как показал анализ, проведенный в [22], в режиме непрерывных токов в дросселе фильтра выходное сопротивление стабилизатора, выполненного по схеме, изображенной на рис. 7-2, примерно в $1/(1-\gamma)^3$ раз меньше, чем в стабилизаторах других типов (рис. 7-4, 7-5). При работе в режиме холостого хода ($R_н=\infty$) напряжение на выходе импульсного стабилизатора первого типа (рис. 7-2) равно напряжению питания, тогда как для двух других стабилизаторов оно может возрастать до бесконечности. Увеличение внутреннего сопротивления импульсных стабилизаторов в режиме прерывистых токов в дросселе фильтра и увеличение их выходного напряжения при малых нагрузках являются существенными недостатками всех рассмотренных схем стабилизаторов.

Последний недостаток импульсных стабилизаторов можно устранить посредством некоторого усложнения их силовых схем путем включения дополнительного маломощного транзистора $T_д$ параллельно диоду фильтра, как показано на рис. 7-7, *а—в*. Дополнительный транзистор управляется в противофазе с регулирующим транзистором и дает возможность протекания тока в дросселе фильтра в противоположном направлении под действием колебательного процесса в фильтре.

В стабилизаторе (см. рис. 7-2) пульсации выходного напряжения обратно пропорциональны произведению индуктивности дросселя фильтра на емкость его конденсатора. Эти пульсации (7-3) могут быть уменьшены посредством увеличения как $L_ф$, так и $C_ф$.

Для двух других стабилизаторов (см. рис. 7-4, 7-5) пульсации выходного напряжения пропорциональны току нагрузки, не зависят от индуктивности фильтра и могут быть уменьшены только за счет увеличения емкости конденсатора фильтра:

$$\Delta U_{н\sim} = \frac{I_н \gamma}{C_ф f}. \qquad (7\text{-}7)$$

Как правило, для обеспечения одинаковых пульсаций выходного напряжения в фильтре стабилизатора (см. рис. 7-2) требуется конденсатор существенно меньшей емкости, чем в других стабилизаторах (см. рис. 7-4, 7-5), где требуемая емкость конденсатора определяется по формуле

$$C_ф = \frac{I_{н.макс} \gamma_{макс}}{f \Delta U_{н\sim}}. \qquad (7\text{-}8)$$

По результатам анализа в [22] сделан ряд выводов. Во всех случаях, когда основным требованием является простота импульсного стабилизатора, а диапазон изменения напряжения питания позволяет применять транзисторы массового производства, целесообраз-

но использовать стабилизатор, схема которого изображена на рис. 7-2.

Если требуемое выходное напряжение стабилизатора приближается к предельным значениям параметров, имеющихся в распоряжении разработчика транзисторов, а мощность источника питания во много раз превышает мощность нагрузки стабилизатора ($\rho \to 0$), то может оказаться рациональным использование стабилизатора по схеме рис. 7-4.

Наряду с рассмотренными выше схемами импульсных стаби-

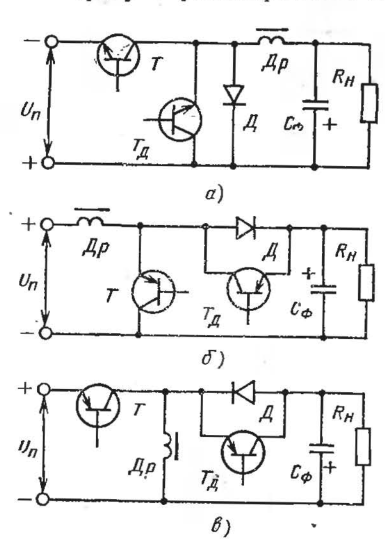


Рис. 7-7. Импульсные стабилизаторы с дополнительным транзистором $T_д$, исключающим режим прерывистого тока в дросселе фильтра.

лизаторов, где в процессе стабилизации выходного напряжения изменяется длительность всего импульса напряжения на входе сглаживающего фильтра (см. кривую $u_д$ на рис. 7-3), в ИВЭ используется также импульсный стабилизатор, схема которого изображена на рис. 7-8, а. В таком стабилизаторе осуществляется режим частичной модуляции импульсов напряжения $U_ф$ на входе сглаживающего фильтра (рис. 7-8, *б*). При закрытом состоянии регулирующего транзистора $U_ф$ равно $U_п'$, а при его открывании увеличивается до значения $U_п' + U_п''$.

Стабилизатор с частичной модуляцией (рис. 7-8, *а*) по сравнению со стабилизатором (см. рис. 7-2) характеризуется значительно лучшим использованием сглаживающего фильтра. Для этого стабилизатора требуемое произведение $L_ф C_ф$ определяется выражением

$$L_ф C_ф \approx \frac{U_п'' \gamma (1 - \gamma)}{8 f^2 \Delta U_{н\sim}}. \qquad (7\text{-}9)$$

Основным средством уменьшения массы и габаритов сглаживающего фильтра в импульсных стабилизаторах является увеличение частоты переключений регулирующего транзистора. При этом

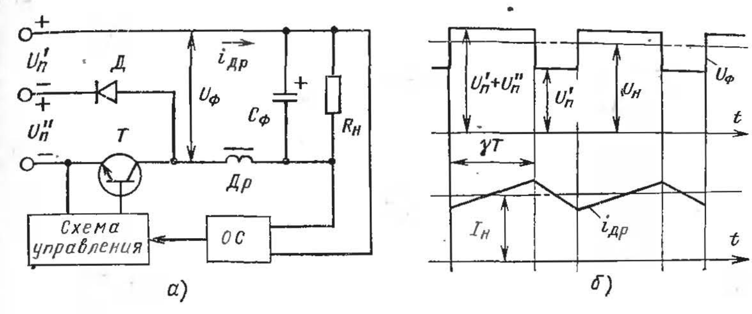


Рис. 7-8. Импульсный стабилизатор с частичной модуляцией импульсов напряжения на входе сглаживающего фильтра (*а*) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (*б*).

одновременно улучшаются динамические характеристики и повышается быстродействие таких стабилизаторов. В современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры частота переключения регулирующего транзистора в импульсных стабилизаторах лежит в диапазоне от 2—5 до 20—50 кГц при выходных мощностях от 2—5 до 50—100 Вт.

По мере повышения частоты переключения регулирующего транзистора усиливается влияние параметров, характеризующих качество процессов коммутации полупроводниковых приборов в импульсном стабилизаторе, на его характеристики. Так, например, увеличение относительной длительности процессов рассасывания избыточных носителей в базовых областях регулирующего транзистора и диода по отношению к уменьшающейся длительности рабочего периода равнозначно введению в контур регулирования некоторого эквивалентного звена с запаздыванием. Наличие такого дополнительного звена может привести к нарушению устойчивой работы импульсных стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией и переходу их в режим автоколебаний. При повышении частоты переключения регулирующего транзистора возрастают динамические потери в элементах стабилизатора и уменьшается его к.п.д.

От характера коммутационных процессов в рассматриваемых преобразовательных устройствах зависят также амплитудные значения токов через полупроводниковые приборы, т. е. их наиболее тяжелые электрические режимы.

Рассмотрим коммутационные процессы в основной схеме импульсного стабилизатора (см. рис. 7-2). Пусть в момент t_1 (рис. 7-9) базовый ток регулирующего транзистора начал уменьшаться. Регулирующий транзистор в течение интервала t_1—t_2 остается в режиме насыщения — в его базовой области происходит процесс рассасывания избыточных носителей заряда. После того, как в момент t_2 транзистор выходит из режима насыщения, ток в его коллекторной цепи начинает убывать при одновременном возрастании тока в цепи диода *Д*. В момент t_3 закрывание регулирующего транзистора заканчивается при равенстве его коллекторного тока нулевому значению.

В интервале t_3—t_4 происходит передача энергии, накопленной

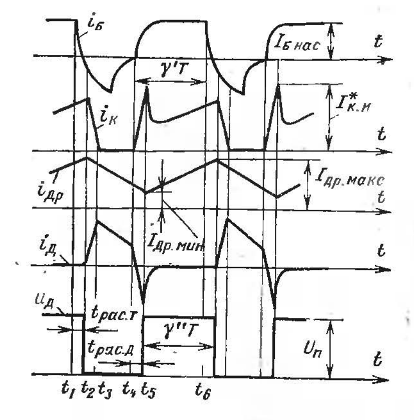


Рис. 7-9. Осциллограммы быстрых и медленных процессов в высокочастотном импульсном стабилизаторе (см. рис. 7-2).

в дросселе и конденсаторе сглаживающего фильтра, в нагрузку; ток дросселя замыкается через блокирующий диод *Д* и нагрузку. В момеит t_4 в базу регулирующего транзистора поступает импульс тока положительиой полярности и в его коллекторной цепи начинает нарастать ток при одновременном убывании тока в цепи диода. Регулирующий транзистор при этом работает в режиме короткого замыкания (диод *Д* открыт), и к нему приложено напряжение питания.

В момент t_5 процесс рассасывания избыточных носителей в базовой области диода заканчивается, ток через диод резко уменьшается, а напряжение на нем скачком возрастает до значения напряжения питания. В интервале t_5—t_6 ток через дроссель *Др* увеличивается по линейному закону вплоть до момента t_6, когда базовый ток регулирующего транзистора вновь начинает уменьшаться. В дальнейшем процессы в стабилизаторе повторяются.

Инерциоиность реальиых полупроводниковых диодов является основной причиной появления коммутационных перегрузок регулирующего транзистора $I^*_{Кн} > I_н$. Эти перегрузки будут тем больше, чем лучше импульсные свойства регулирующего транзистора и хуже импульсные свойства диода. Так, например, при использовании в импульсных стабилизаторах (см. рис. 7-2) обычного выпрямительного диода типа КД201А и силового дрейфового транзистора типа ГТ905А или КТ908А амплитуда коммутационного тока может в 5—10 раз и более превосходить значение тока нагрузки $I_н$. Учитывая, что ток коллектора регулирующего транзистора ни в одном из возможных режимов работы стабилизатора не должен превосходить своего предельно допустимого значения, выбор типа регулирующего транзистора приходится проводить с учетом коммутационных перегрузок, что приводит к значительному ухудшению использоваиия этого транзистора по току (поскольку должно выполняться условие $I_н \ll I_{К\,макс}$), увеличению потерь мощности в нем и уменьшеиию к.п.д. импульсного стабилизатора.

Для уменьшения коммутационных перегрузок регулирующего транзистора в его коллекторную цепь вводятся дополнительные токоограничивающие элементы. На рис. 7-10 показано включение

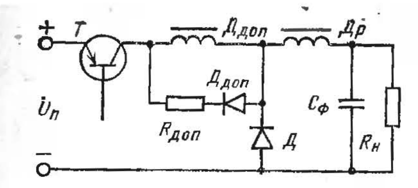


Рис. 7-10. Импульсный стабилизатор с дополнительным однообмоточным дросселем в коллекторной цепи регулирующего транзистора.

в цепь коллектора регулирующего транзистора дополнительного дросселя $Др_{доп}$, шунтированного диодом $Д_{доп}$ и резистором $R_{доп}$. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу такого стабилизатора, приведены на рис. 7-11.

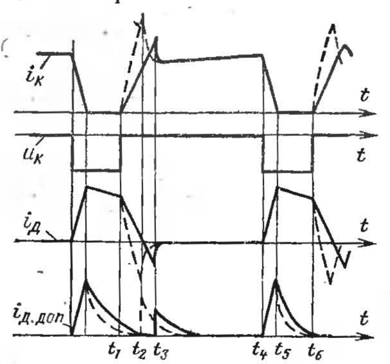


Рис. 7-11. Осциллограммы, иллюстрирующие работу стабилизатора по рис. 7-10 (пунктир соответствует малому значению $L_{доп}$).

Дополнительный дроссель уменьшает скорость нарастания тока в коллекторной цепи регулирующего транзистора в интервале рассасывания избыточных носителей в базовой области закрываемого блокирующего диода, в результате чего уменьшаются амплитуда коммутационного тока и динамические потери мощности в регулирующем транзисторе. Резистор $R_{доп}$ обеспечивает полное закрывание диода $Д_{доп}$ к моменту очередного открывания транзистора T.

Эффективным средством уменьшения коммутационных токов в силовой схеме импульсного стабилизатора является также включение в эмиттерную (рис. 7-12) или коллекторную цепь регулирующего транзистора двухобмоточного дросселя. В последнем случае

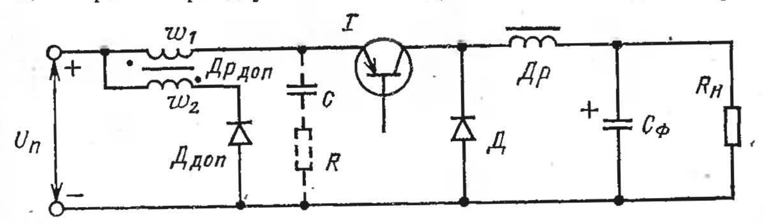


Рис. 7-12. Импульсный стабилизатор с двухобмоточным дросселем в цепи питания.

электромагнитная энергия, накопленная в дополнительном дросселе $Др_{доп}$ при протекании тока через регулирующий транзистор, возвращается в источник питания через диод $Д_{доп}$ при закрытом транзисторе T.

По сравнению с предыдущим случаем к.п.д. стабилизатора увеличивается за счет исключения потерь мощности в дополнительном резисторе, шунтирующем дроссель $Др_{доп}$ (см. рис. 7-10).

При протекании тока через диод $Д_{доп}$ напряжение коллектор—эмиттер регулирующего транзистора достигает своего максимального значения, равного

$$U_{КЭ\,н} = U_п \left(\frac{w_1}{w_2} + 1\right),$$

где w_1 и w_2 — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток дросселя $Др_{доп}$.

Для уменьшения амплитуды напряжения на коллекторе T соотношение между w_1 и w_2 рекомендуется выбирать равным $w_2 \approx \approx (5 \div 10) w_1$. При этом амплитуда напряжения на закрытом диоде $Д_{доп}$ будет равна значению $(5—10) U_п$.

Дроссель $Др_{доп}$ в последнем случае должен иметь возможно меньшую индуктивность рассеяния обмоток и возможно лучшую магнитную связь между ними. Выполнение этого условия особенно важно при использовании в импульсном стабилизаторе дрейфовых транзисторов, так как большие скорости коммутации тока в первичной обмотке $Др_{доп}$ могут привести в этом случае к кратковременным перенапряжением на коллекторе закрывающегося транзистора T. Для уменьшения коммутационных всплесков напряжения следует включать дополнительную цепочку RC (показана пунктиром на рис. 7-12).

Амплитуда коммутационного тока может быть принципиально уменьшена и без усложнения схемы стабилизатора за счет некоторого уменьшения скорости изменения тока базы регулирующего транзистора. В качестве примера на рис. 7-13 приведены осцилло-

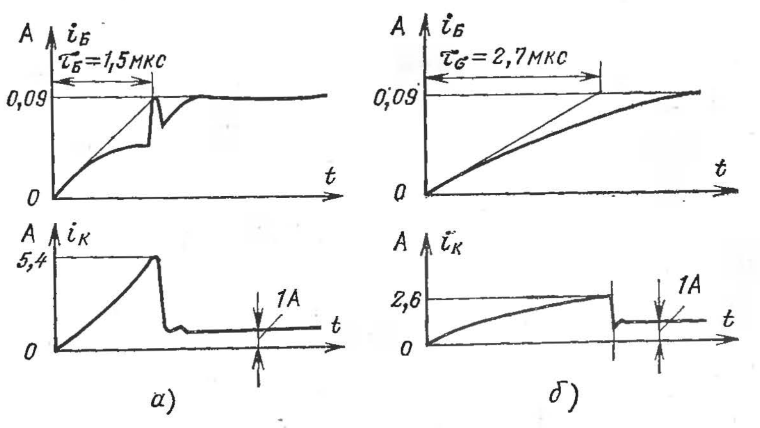


Рис. 7-13. Экспериментальные осциллограммы токов базы и коллектора регулирующего транзистора при различных режимах его работы.

граммы токов базы и коллектора регулирующего транзистора, полученные при исследовании макета импульсного стабилизатора, выполненного по схеме, изображенной на рис. 7-2. В качестве регулирующего транзистора использовался силовой дрейфовый транзистор типа ГТ905А, в качестве диода — транзистор того же типа в диодном включении (при коротком замыкании его эмиттера и базы).

Уменьшение скорости нарастания тока базы (постоянная времени нарастания тока базы при этом изменялась от 1,5 до 2,7 мкс) достигалось путем включения в базовую цепь регулирующего транзистора малогабаритного высокочастотного дросселя с индуктивностью 200 мкГ, шунтированного диодом. Как видно из приведенных осциллограмм, за счет указанного уменьшения скорости изменения тока базы регулирующего транзистора амплитуда коммутационного тока в его коллекторе уменьшилась примерно в 2 раза.

7-2. Практические схемы импульсных стабилизаторов

Как было отмечено выше, класс импульсных стабилизаторов чрезвычайно обширен. В связи с ограниченным объемом настоящей книги, и в частности данного ее параграфа, ниже рассматриваются лишь некоторые практические схемы импульсных стабилизаторов, отличающиеся друг от друга главным образом способом и схемой управления регулирующим транзистором.

На рис. 7-14 приведена схема простейшего последовательного

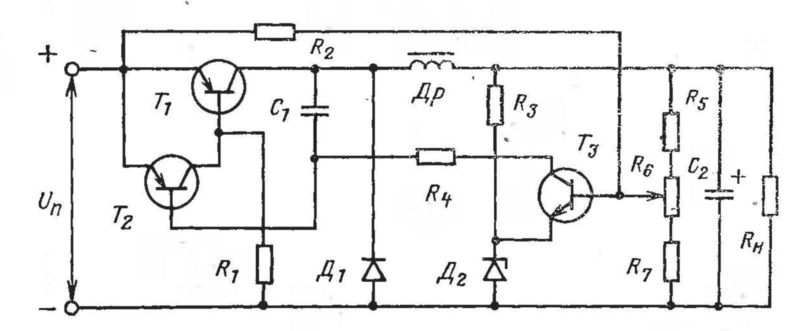


Рис. 7-14. Схема простейшего импульсного стабилизатора с конденсатором в цепи базы регулирующего транзистора.

импульсного стабилизатора, состоящего из регулирующего транзистора T_1, блокирующего диода $Д_1$, LC-фильтра ($Др$, C_2) и схемы управления регулирующим транзистором. Последняя включает в себя дополнительный транзистор T_2, в цепь базы которого включен конденсатор C_1, усилитель постоянного тока на транзисторе T_3, параметрический стабилизатор — источник опорного напряжения (R_3, $Д_2$) и делитель напряжения R_5—R_7. Регулирующий транзистор T_1 открывается при закрытом транзисторе T_2; ток базы T_1 протекает через резистор R_1. При открывании транзистора T_2 ранее открытый T_1 закрывается, так как T_2 шунтирует его вход.

При включении стабилизатора через разряженный конденсатор C_1 начинает протекать ток базы T_2, что приводит к его открыванию. Регулирующий транзистор при этом находится в закрытом состоянии.

После заряда C_1 ток базы транзистора T_2 прекращается, в результате чего он закрывается. Регулирующий транзистор T_1 при этом переключается из закрытого состояния в открытое. Через открывшийся транзистор T_1 напряжение на конденсаторе C_1 прикладывается между эмиттером и базой транзистора T_2, удерживая его в закрытом состоянии до тех пор, пока не закончится разряд конденсатора C_1. После того, как напряжение на конденсаторе C_1 уменьшается практически до нулевого значения, вновь открывается транзистор T_2 и закрывается регулирующий транзистор. В дальнейшем процессы переключения транзисторов в схеме рассматриваемого стабилизатора повторяются.

Увеличение выходного напряжения вследствие воздействия каких-либо дестабилизирующих факторов: увеличения питающего напряжения, уменьшения нагрузки стабилизатора и т. п.— приводит к увеличению тока через коллектор транзистора T_3 из-за возрастания напряжения между его базой и эмиттером. Так как при открытом регулирующем транзисторе T_1 конденсатор C_1 перезаряжается коллекторным током транзистора T_3, то увеличение последнего приводит к уменьшению времени разряда C_1 и более раннему открыванию транзистора T_2 и закрыванию регулирующего транзистора. При этом относительная (по отношению к длительности рабочего периода) длительность открытого состояния транзистора T_1 уменьшается, а выходное напряжение стабилизатора вновь возвращается к своему номинальному значению.

Уменьшение выходного напряжения вызывает уменьшение тока коллектора транзистора T_3, более медленный перезаряд конденсатора C_1, увеличение длительности открытого состояния регулирующего транзистора, приводящее к увеличению выходного напряжения стабилизатора, а также к уменьшению частоты переключений.

При увеличении тока нагрузки стабилизатора увеличивается ток в дросселе фильтра, что приводит к более быстрому заряду конденсатора C_1 током, протекающим через дроссель *Др*. В результате этого уменьшается время закрытого состояния регулирующего транзистора.

Прямая связь со входа стабилизатора на базу транзистора T_3 через резистор R_2 служит для облегчения начала переключений транзисторов T_1 и T_2. В момент подачи напряжения питания происходит открывание регулирующего транзистора T_1 за счет протекания его тока базы через резистор R_1. Одновременно через резистор R_2 протекает ток базы транзистора T_3, который вызывает появление тока в его коллекторе. Разряженный конденсатор C_1 заряжается током коллектора T_3 через открытый транзистор T_1. При появлении на конденсаторе достаточного напряжения происходят закрывание T_1 и первоначальное открывание T_2.

На рис. 7-15 приведены схемы параметрических импульсных стабилизаторов, содержащие насыщающийся трансформатор, который играет роль нелинейного элемента.

Рассмотрим работу схемы, изображенной на рис. 7-15, *а*. При открывании регулирующего транзистора T напряжение питания прикладывается ко входу сглаживающего фильтра *Др*, $C_ф$. На пер-

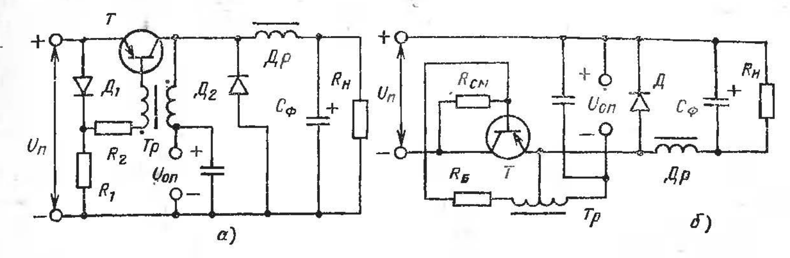


Рис. 7-15. Параметрические импульсные стабилизаторы с насыщающимся трансформатором (*а*) и насыщающимся автотрансформатором (*б*).

вичной обмотке насыщающегося трансформатора *Тр* появляется напряжение, равное разности напряжения питания и опорного напряжения $U_{оп}$, подаваемого от вспомогательного источника достаточной мощности. Полярность напряжения на первичной обмотке *Тр* будет такова, что к началу обмотки, условно обозначенному точкой, прикладывается «+», а к концу обмотки «—». При этом на вторичной обмотке *Тр* появляется напряжение, поддерживающее регулирук щий транзистор в открытом состоянии.

Для открывания регулирующего транзистора необходимо, чтобы ток, протекающий через резистор R_1 и $Д_1$, был больше тока базы *Т*, протекающего через резнстор R_2. В этом случае диод $Д_1$ будет открыт. Регулирующий транзистор будет находиться в открытом состоянии вплоть до момента насыщения трансформатора *Тр*. При насыщенин *Тр* напряжения на его обмотках уменьшаются до нулевых значений, ток базы регулирующего транзистора и его ток коллектора резко уменьшаются. Уменьшсние коллекторного тока регулирующего транзистора *Т* в свою очередь приводит к открыванию диода $Д_2$, так как за время коммутацни ток в дросселе фильтра практически не успевает измениться.

Через открывшийся диод $Д_2$ к первичной обмотке *Тр* прикладывается опорное напряжение $U_{оп}$ с полярностью, противоположной исходной: «+» прикладывается к концу обмотки, «—» к ее началу. Соответственно на вторичной обмотке *Тр* появляется напряжение обратной полярностн, закрывающее регулирующий транзистор. Последннй будет находиться в закрытом состоянии до момента очередного насыщения трансформатора *Тр*. В этот момент исчезает запирающее напряжение на входе транзистора *Т* и благодаря наличию положительной обратной связи через *Тр* регулирующий транзистор открывается. Далее процессы в схеме стабилизатора повторяются.

Цепочка из диода $Д_1$ и резистора R_1 служит для облегчения начала работы стабилизатора, подавая отпирающее смещение на базу регулирующего транзистора при отсутствии напряжения на выходе стабилизатора.

Увеличеине напряжеиия на входе рассматриваемого стабилизатора приводит к увеличению напряжения на первичной обмотке *Тр* при открытом регулирующем транзисторе. В результате этого *Тр* насыщается раньше, а длительность открытого состояния регулирующего транзистора уменьшается. При уменьшении питающего напряжения, наоборот, длительность открытого состояния ре-

гулирующего транзистора увеличивается. Выходное напряжение стабилизатора оказывается при этом практически неизменным и равным опорному напряжению.

Схема стабилизатора, изображенная на рис. 7-15, *б*, отличается от рассмотренной только тем, что здесь в качестве *Тр* использован автотрансформатор.

Параметрические стабилизаторы отличаются наибольшей простотой и содержат минимально возможное число электрорадиоэлементов. Однако их эффективное использование ограничивается случаем неизменной нагрузки.

На рис. 7-16 приведена одна из схем импульсного стабилизатора релейного типа, в котором роль релейного элемента играет

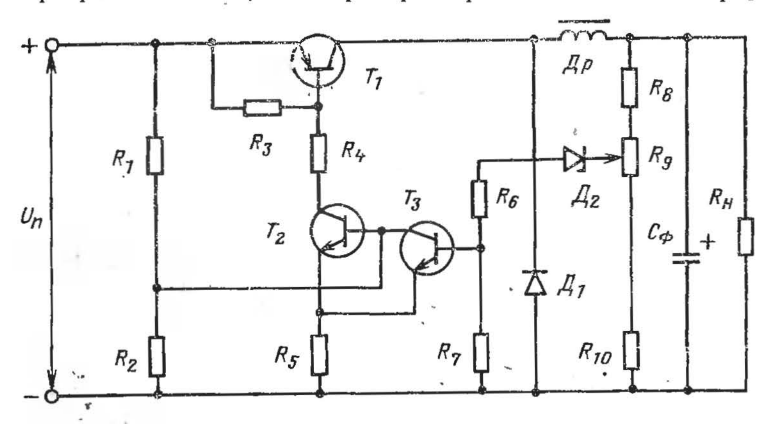


Рис. 7-16. Импульсный стабнлизатор релейного типа со стабилитроном в качестве релейного элемента.

стабилитрон $Д_2$. Устройство работает следующим образом. При подаче напряжения на вход стабилизатора через базу транзистора T_2 и делитель R_1, R_2 начинают протекать токи. Транзистор T_2 открывается, обеспечивая электрическую цепь для тока базы регулирующего транзистора T_1. В результате открывания последнего напряжение подается на вход сглаживающего фильтра.

Регулирующий транзистор будет находиться в открытом состоянии до тех пор, пока не произойдет открывание стабнлитрона $Д_2$. После этого через базу транзистора T_3 начинает протекать ток, транзистор открывается, закорачивая вход транзистора T_2. Последнее приводит к выключению транзистора T_2, а следовательно, и регулирующего транзистора T_1. Напряжение на выходе стабилизатора вначале продолжает увеличиваться, а затем, достигнув максимального значения, уменьшается.

При некотором значении выходного напряжения стабилитрон $Д_2$ вновь закрывается, что приводит к закрыванию транзистора T_3 и открыванию транзисторов T_1 и T_2. Напряжение на выходе стабилизатора вначале продолжает уменьшаться, а затем, достигнув минимального значения, увеличивается. Прн следующем открывании $Д_2$ регулирующий транзистор вновь закрывается и т. д. Увеличение (уменьшение) выходного напряжения стабилизатора при-

водит к соответствующему увеличению (уменьшению) длительности закрытого состояния регулирующего транзистора, в результате чего выходное напряжение поддерживается практически на неизменном уровне.

В импульсном стабилизаторе релейного типа, схема которого приведена на рис. 7-17, использован триггер Шмитта. Триггер

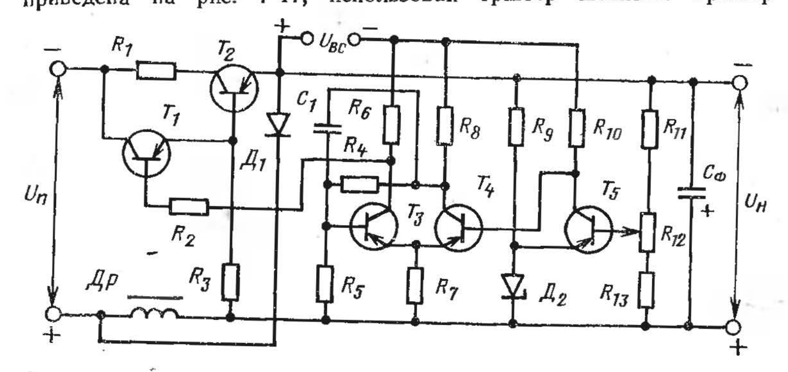


Рис. 7-17. Импульсный стабилизатор релейного типа с триггером Шмитта.

Шмитта выполнен на транзисторах T_3 и T_4 и управляет работой составного регулирующего транзистора.

Стабилизатор работает следующим образом. При подаче напряжения питания в триггере открывается транзистор T_4; его базовый ток протекает через резистор R_{10}, вспомогательный источник питания $U_{вс}$ и открывшийся регулирующий транзистор T_1—T_2. Ток базы последнего обеспечивается вспомогательным источником и ограничен сопротивлениями резисторов R_2 и R_6. Транзистор T_5 усилителя постоянного тока при этом закрыт.

Выходное напряжение стабилизатора увеличивается, достигая определенного значения, при котором в коллекторе транзистора T_5 начинает нарастать ток. Дальнейшее увеличение коллекторного тока T_5 приводит к уменьшению тока базы транзистора T_4. При достижении последним значения, соответствующего порогу срабатывания триггера Шмитта, триггер срабатывает и переключается в состояние, противоположное исходному: транзистор T_4 под действием внутренней положительной обратной связи закрывается, а ранее закрытый транзистор T_3 открывается.

Открывание T_3 вызывает увеличение тока через резистор R_6, падение напряжения на котором становится больше значения $U_{вс}$, что приводит к закрыванию регулирующего транзистора. После этого напряжение на выходе стабилизатора некоторое время увеличивается за счет колебательного переходного процесса, а затем начинает уменьшаться. Уменьшение выходного напряжения приводит к уменьшению тока коллектора транзистора T_5 и увеличению тока базы транзистора T_4. При достижении последним значения, соответствующего порогу отпускания триггера Шмитта, триггер возвращается в исходное состояние: T_4 открыт и насыщен, транзистор T_3 закрыт. Регулирующий транзистор в этом состоянии вновь открывается.

Процесс переключеиия триггера Шмитта и регулирующего транзистора в рассматриваемом стабилизаторе носит периодический характер; частота переключений транзисторов определяется параметрами элемеитов стабилизатора.

Одна из схем импульсных стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией приведена на рис. 7-18. Регулирующий транзистор

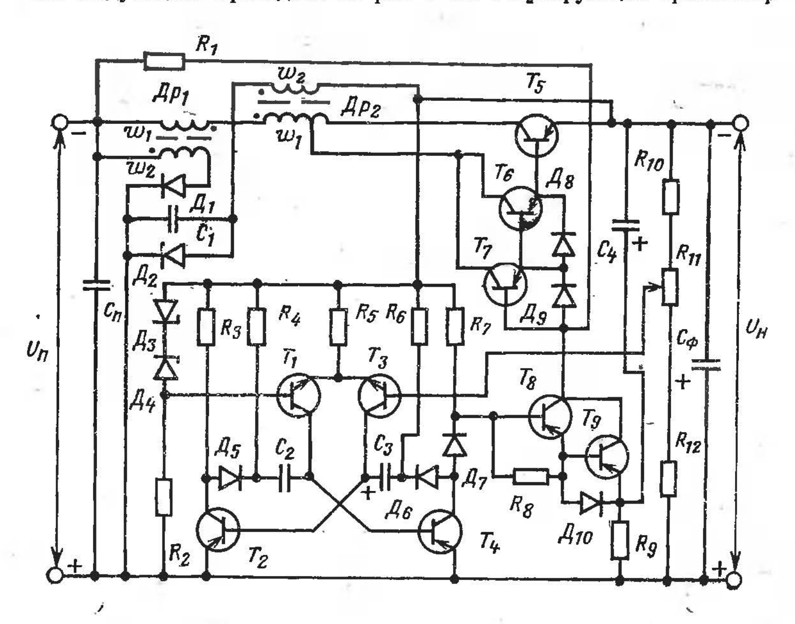


Рис. 7-18. Импульсный стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией, выполиенный на базе управляемого мультивибратора.

в рассматрнваемом стабилизаторе выполнеи составным на транзисторах T_5—T_7. Его открывание имеет место при закрытом транзисторе T_9, когда ток его базы протекает через резистор R_1. При открывании T_9 запирающее смещение от конденсатора C_4 прикладывается через диоды $Д_8$ и $Д_9$ к базам одновременно всех транзисторов T_5—T_7, и регулирующий транзистор закрывается.

Управление моментами открывания и закрывания транзистора T_9, а следовательно, и регулирующего транзистора осуществляется сигналом с выхода управляемого мультивибратора, выполнеиного на транзисторах T_2 и T_4. В цепи разряда конденсаторов C_2 и C_3 включены транзисторы T_1 н T_3, работающие в режиме усиления. На вход T_1 подается опорное напряжеиие со стабилитрона $Д_3$ (стабилитрон $Д_4$ служит для термокомпенсации опорного напряжения), на вход T_3 — часть выходного напряжения стабилизатора с резистора R_{10} и верхней части резнстора R_{11}.

Стабилизатор работает следующим образом. Пусть, например, в процессе его работы выходное напряжение увеличилось, что приводит к увеличению напряжения на резисторах R_{10} и R_{11} и увеличеиию токов базы и коллектора транзистора T_3. Последнее вызыва-

ет увеличение падения напряжения на резисторе R_5 и соответствующее уменьшение токов базы и коллектора транзистора T_1.

Увеличение тока коллектора транзистора T_3 приводит к более быстрому перезаряду конденсатора C_3, напряжение на котором имеет полярность, указанную на рис. 7-18, и через открытый транзистор T_4 удерживает транзистор T_2 в закрытом состоянии. Одновременно уменьшение тока через коллектор транзистора T_1 вызывает увеличенне тока через конденсатор C_2 и его более быстрый заряд. Таким образом, при увеличении выходного напряжения стабилизатора имеет место более быстрый перезаряд C_2 и C_3, в результате чего открывание транзистора T_2 и закрывание транзистора T_4 (т. е. переключение мультивибратора в противоположное исходному состояние) происходят раньше. Это приводнт к более раннему открыванию транзисторов T_8 и T_9 и закрыванию регулирующего транзистора.

После переключения транзисторов T_2 и T_4 разряд конденсаторов C_2 и C_3 происходит медленнее, чем в предыдущем состоянии мультивибратора. Вследствие этого относительная длительность открытого состояния транзисторов T_8 и T_9 по отношению к длительности рабочего периода увеличивается, а относительная длительность открытого состояния регулирующего транзистора уменьшается по сравнению со случаем номинального выходного напряжения стабилизатора. Это приводит к тому, что выходное напряжение будет возвращаться к своему номинальному значению после воздействия дестабилизирующего фактора, приводящего к его увеличению.

При уменьшении выходного напряжения происходят процессы противоположного характера, в результате которых относительная длительность открытого состояния регулирующего транзистора увеличивается. При этом выходное напряжение стабилизатора вновь возвращается к своему номинальному значению.

Дроссель $Др_2$ играет роль накопителя энергии и выполнен двухобмоточным; через его вторичную обмотку электромагнитная энергия, накопленная при открытом регулирующем транзисторе, поступает в нагрузку через диод $Д_2$, когда регулирующий транзистор переключится в закрытое состояние. На дросселе $Др_2$ выделяется переменная составляющая напряжения, снимаемого с выхода регулирующего транзистора. При открытом состоянии T_5 к первичной обмотке $Др_2$ прикладывается напряжение, равное разностн напряжения питания $U_п$ и напряжения на нагрузке $U_н$; при закрытом состоянии T_5 ко вторичной обмотке $Др_2$ прикладывается напряжение, равное $U_н$. Цепочка $Др_1$, $Д_1$ служит для уменьшения коммутационных токов в коллекторе регулирующего транзистора при его открывании (см. § 7-1).

Сравнительно широкое практическое применение в источниках вторичного электропитания получил импульсный стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией, схема которого приведена на рис. 7-19. Здесь регулирующий транзистор T_3—T_4 открывается с помощью резисторов R_2 и R_3, подключенных между его входом и минусовой шиной источника питания. Для закрывания регулирующего транзистора служат транзистор T_1 и вспомогательный источник постоянного тока. Последний образован выпрямителем на диодах $Д_4$—$Д_7$ с емкостным фильтром C_1; на вход выпрямителя подается напряжение прямоугольной формы с обмотки трансформатора $Tр$.

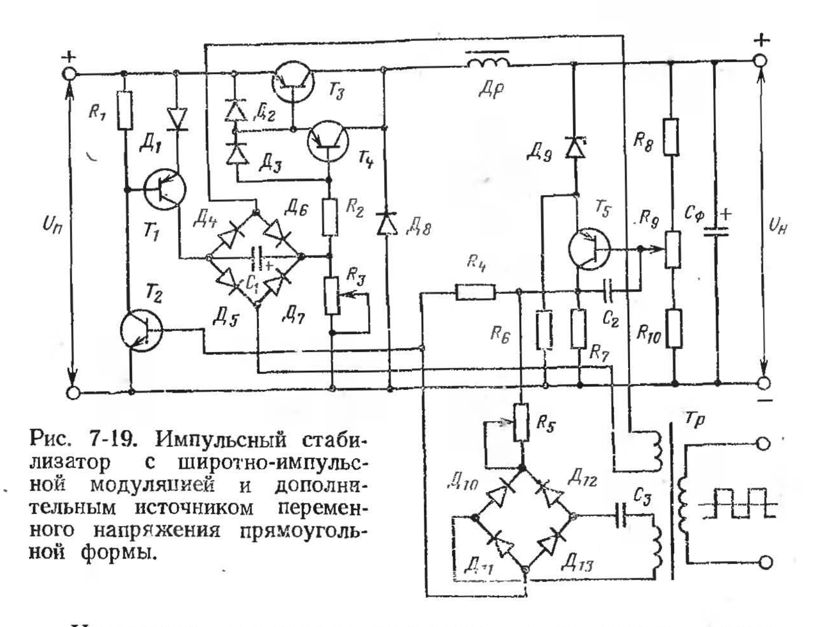


Рис. 7-19. Импульсный стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией и дополнительным источником переменного напряжения прямоугольной формы.

Источником переменного напряжения прямоугольной формы может служить либо силовой инвертор при его питании с выхода рассматриваемого стабилизатора, либо вспомогательный инвертор, питающийся от стабилизированного источника постоянного тока. В базовую цепь транзистора T_1 включен транзистор T_2, на входе которого происходит суммирование двух напряжений, одно из которых линейно изменяется во времени (напряжение на резисторе R_4), а другое пропорционально напряжению на выходе стабилизатора (напряжение на резисторе R_7). Линейно-изменяющееся напряжение на R_4 является запирающим для транзистора T_2, напряжение на резисторе R_7 — отпирающим. В той части рабочего периода, где первое превышает второе, транзистор T_2 закрыт, а регулирующий транзистор T_3 открыт. На остальной части периода напряжение на R_7 больше, чем напряжение на R_4, и транзистор T_2 открыт, а регулирующий транзистор T_3 закрыт. В зависимости от соотношения между указанными выше напряжениями изменяется относительная длительность открытого состояния транзистора T_2, а в конечном счете и регулирующего транзистора.

Линейно-изменяющееся во времени напряжение на R_4 получается с помощью выпрямителя на диодах $Д_{10}$—$Д_{13}$ и дифференцирующего конденсатора C_3 из прямоугольного напряжения, которое подается с одной из обмоток трансформатора *Тр*.

Для выделения сигнала, пропорционального выходному напряжению стабилизатора, служит усилитель постоянного тока на транзисторе T_5, в эмиттерную цепь которого включен источник опорного напряжения (стабилитрон $Д_9$), а база подключена к делителю напряжения R_8—R_{10}. Конденсатор C_2 играет роль цепи гибкой отрицательной обратной связи, повышающей устойчивость работы стабилизатора и исключающей режим автоколебаний. Частота пере-

ключений регулирующего транзистора равна частоте напряжения переменного тока, подаваемого на обмотки трансформатора *Тр*.

При увеличении выходного напряжения стабилизатора относительно своего номинального значения увеличиваются напряжение на резисторе R_7 и относительная длительность открытого состояния транзисторов T_1 и T_2. Вследствие этого уменьшается длительность открытого состояния регулирующего транзистора, что приводит к уменьшению напряжения на выходе стабилизатора. При уменьшении выходного напряжения длительность открытого состояния T_1 и T_2 уменьшается, а T_3 и T_4 — увеличивается.

На рис. 7-20 приведена схема высокочастотного импульсного стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией, содержащего генератор пилообразного напряжения. Напряжение питания $U_п$

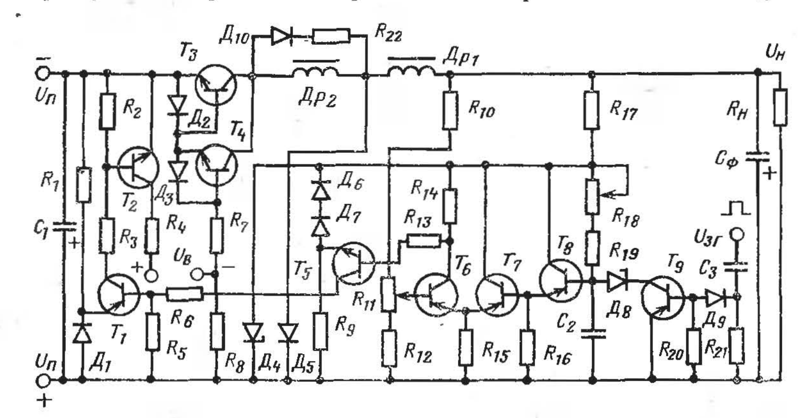


Рис. 7-20. Высокочастотный импульсный стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией.

через регулирующий транзистор T_3—T_4 периодически поступает на вход *LC*-фильтра ($Др_1$, $C_ф$), который выделяет постоянную составляющую напряжения. Стабилизация напряжения на нагрузке осуществляется путем изменения времени открытого и закрытого состояний регулирующего транзистора с помощью маломощной цепи обратной связи, которая состоит из генератора пилообразного напряжения (ГПН) — T_8, T_9, $Д_8$, $Д_9$, C_2, C_3, R_{16}, R_{18}—R_{21}, синхронизируемого от внешнего генератора прямоугольных импульсов; схемы сравнения, выполненной в виде дифференциального усилителя T_6, T_7, R_{10}—R_{12}, R_{14}, R_{15}; управляющего каскада T_1, T_2, T_5, $Д_1$, $Д_6$, $Д_7$, R_1—R_9, R_{13}.

Полученное с выхода ГПН (R_{16}) пилообразное напряжение поступает на вход дифференциального усилителя. На его второй вход подается сигнал, пропорциональный выходному напряжению. Усилитель после сравнения напряжений выдает (с коллектора T_6) импульсы трапецеидальной формы, длительность которых пропорциональна выходному напряжению стабилизатора. Управляющий каскад преобразует выходной сигнал дифференциального усилителя в прямоугольные импульсы, управляющие работой регулирующего транзистора. Источником опорного напряжения является стабилитрон $Д_8$.

Известно, что одной из особенностей работы импульсного стабилизатора постоянного напряжения на повышенных частотах является возрастание коммутационных потерь мощности в регулирующем транзисторе. Применение мощных дрейфовых транзисторов позволяет значительно уменьшить фронты напряжения и тока, однако отсутствие силовых диодов с малым временем рассасывания избыточных носителей приводит к появлению больших коммутационных выбросов тока в коллекторной цепи регулирующего транзистора. Известные методы уменьшения коммутационных всплесков тока сводятся к уменьшению скорости его нарастания, что вызывает увеличение времени рассасывания избыточных зарядов в базовой области закрываемого диода. Это приводит к расширению управляющего импульса на значение, соизмеримое для рассматриваемого стабилизатора с периодом коммутации. Для уменьшения коммутационных всплесков тока в коллекторную цепь регулирующего транзистора T_3 введена цепочка из $Др_2$, $Д_{10}$, R_{22}.

В заключение данного параграфа остановимся на следующем вопросе. До настоящего времени развитие полупроводниковой техники шло в таком направлении, что импульсные свойства силовых транзисторов, применяемых в ИВЭ, оказывались значительно лучшими (в ряде случаев соизмеримыми с импульсными свойствами силовых диодов).

В то же время при проектировании импульсных стабилизаторов выбор менее инерционных диодов является важным средством уменьшения коммутационных перегрузок регулирующего транзистора (см. § 7-1). В связи с отсутствием достаточной номенклатуры силовых импульсных диодов, выпускаемых отечественной промышленностью, разработчики источников питания периодически возвращаются к вопросу об использовании силовых транзисторов в диодном режиме в качестве блокирующих диодов импульсных стабилизаторов. Однако такой подход не может коренным образом решить задачу уменьшения коммутационных перегрузок регулирующего транзистора в стабилизаторе. В качестве примера на рис. 7-21 приведены осциллограммы тока через регулирующий

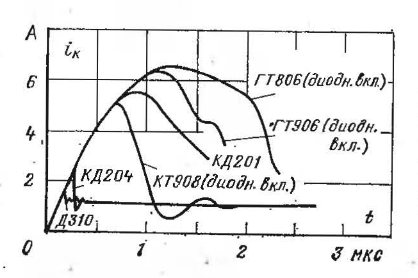


Рис. 7-21. Осциллограммы тока коллектора регулирующего транзистора в импульсном стабилизаторе при использовании диодов различных типов в качестве блокирующего диода.

транзистор одного и того же стабилизатора, снятые при прочих равных условиях для различных типов блокирующего диода.

Приведенные осциллограммы позволяют сделать вывод о том, что транзисторы в диодном режиме не могут обеспечить эффективную коммутацию полупроводниковых приборов в импульсных стабилизаторах.

Простейшие импульсные параметрические стабилизаторы (см. рис. 7-15) целесообразно использовать в случае, когда нагрузка

стабилизатора в процессе его работы постоянна и допускает сравнительно большую нестабильность выходного напряжения (до ±5—10%). Кроме того, нагрузка стабилизатора и источник его питания должны быть некритичны к значительным изменениям в процессе работы частоты пульсаций выходного напряжения и частоты следования импульсов потребляемого стабилизатором тока.

В тех случаях, когда для питания нагрузки требуется более стабильное напряжение с относительной нестабильностью ниже ±1—3%, на практике используются импульсные стабилизаторы релейного типа (см. рис. 7-14, 7-16, 7-17 и т. п.) и стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (см. рис. 7-18, 7-19 и др.), содержащие цепь отрицательной обратной связи с выхода стабилизатора на вход регулирующего транзистора.

Стабилизаторы релейного типа обладают бо́льшим быстродействием и при наличии на их входе низкочастотной пульсации питающего напряжения (например, при питании импульсного стабилизатора с выхода выпрямителя) позволяют обойтись сглаживающим фильтром меньших габаритов и массы, чем в случае стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией. Для последних сглаживающий фильтр должен быть рассчитан с учетом пульсаций питающего напряжения. С другой стороны, выходное напряжение импульсных стабилизаторов релейного типа принципиально имеет сравнительно большие пульсации (до ±10—20% номинального значения выходного напряжения), частота которых изменяется в процессе работы стабилизатора. Этот недостаток таких стабилизаторов обусловлен тем, что переключения регулирующего транзистора в них возможны только в результате изменения выходного напряжения.

Для стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией частота пульсаций выходного напряжения в процессе работы неизменна, а их амплитуда может быть обеспечена сколь угодно малой за счет увелнчения массы и габаритов сглаживающего фильтра. Обычно амплитуда пульсаций выходного напряжения для таких стабилизаторов не превышает ±0,1—1% его номинального значения.

В заключение отметим, что в рассмотренных стабилизаторах принципиально могут быть использованы как транзисторы *p-n-p* типа, так и транзисторы *n-p-n* типа. При замене транзисторов одного типа транзисторами другого типа в одном и том же стабилизаторе необходимо изменить на противоположные полярность питающего напряжения, полярности включения диодов, стабилитронов, электролнтических конденсаторов фильтров.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ (ИНВЕРТОРЫ)

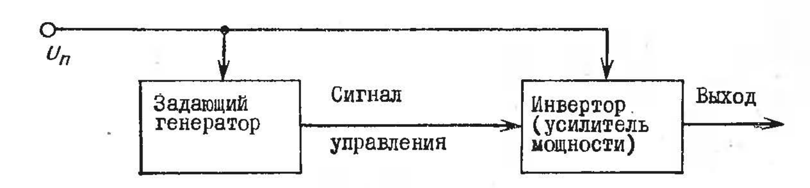
8-1. Однофазиые инверторы (общие замечания)

Под инвертированием понимается преобразование постоянного тока в переменный. Сущность инвертирования заключается в том, что первичная обмотка силового трансформатора (в некоторых специально оговоренных случаях речь может идти непосредственно о нагрузке) поочередно подключается к сети постоянного тока с противоположной полярностью. При этом на обмотках трансформатора появляется переменное напряжение прямоугольной, трапецеидальиой, ступенчатой или синусоидальной формы.

Устройства, которые осуществляют такое преобразование, получили название инверторов. Таким образом, каждый инвертор в ИВЭ включает в себя силовые переключающие элементы, которые осуществляют преобразование постоянного тока в переменный с напряжением прямоугольной формы; схему управления силовыми переключающими элементами, обеспечивающую их поочередную коммутацию; силовой трансформатор, который преобразует переменное напряжение и обеспечивает электрическую изоляцию выходных цепей друг от друга и от первичного источника.

Наиболее широкое применение в ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры в качестве силовых переключающих элементов получили транзисторы. Энергетически выгодно, чтобы транзисторы работали в режиме переключений, скачкообразно изменяя полярность напряжения иа первичной обмотке трансформатора. В этом случае потери мощности в транзисторах будут наименьшими, а к.п.д. инвертора — наибольшим.

По принципу действия транзисторные инверторы подразделяются на преобразователи с самовозбуждением и преобразователн с независимым возбуждением. Преобразователи с самовозбуждением выполняют в виде автогенераторов с трансформаторной обратной связью. Преобразователи с независимым возбуждением, кроме собственно инвертора, который в этом случае называют усилителем мощности, содержат также маломощный задающий генератор, который обеспечивает подачу импульсов управления к силовым транзисторам (рис. 8-1). В качестве последнего обычно используют транзисторный автогенератор.



Рнс. 8-1. Функциональная схема преобразователя с независимым возбужденнем.

Оба указанных типа инвертора могут выполняться по схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора (рис. 8-2), по мостовой (рис. 8-3) или полумостовой (рис. 8-4) схеме. В последнем случае может быть использован источник питания с выводом нулевой точки.

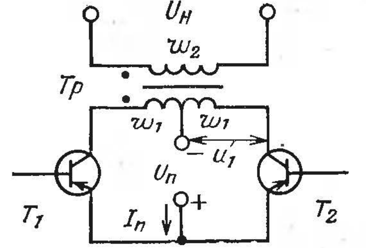


Рис. 8-2. Силовая часть инверторов с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора.

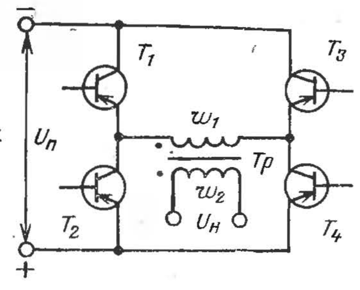


Рис. 8-3. Силовая часть мостовых инверторов.

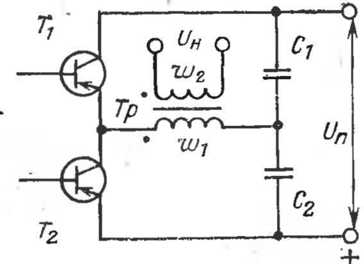


Рис. 8-4. Силовая часть полумостовых инверторов.

Нагрузка в мостовой или полумостовой схеме принципиально может включаться и без силового трансформатора, непосредственно в диагональ силовой схемы. Однако такой случай в ИВЭ радиоэлектронных устройств практически не применяется из-за необходимости электрической изоляции выходных цепей друг от друга и от питающей сети, а также необходимости согласования потребителей энергии с первичным источником.

В инверторах принципиально могут быть использованы транзисторы обоих типов проводимости *p-n-p* и *n-p-n*. В последнем случае полярность напряжения должна быть обратной по сравнению с инверторами на транзисторах *p-n-p* типа. Транзисторы в инверторах с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора могут быть включены по схеме с объединенными эмиттерами (как показано на рис. 8-2) или объединенными коллекторами. Во втором случае принципиально не требуется электрическая изоляция корпуса каждого транзистора от общего радиатора, отводящего тепло от транзисторов.

Процессы, протекающие в инверторах различных типов, полностью идентичны, за исключением того, что в мостовых схемах (рис. 8-3) одновременно проводят ток по два транзистора (T_1 и T_4 или T_2 и T_3), в то время как в остальных схемах — по одному. Исходя из этого, процессы в инверторах при их работе на нагрузку активного и индуктивно-активного характера рассмотрим на примере инвертора, схема которого приведена на рис. 8-2.

Идеализированные временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу инверторов на активную нагрузку, изображены на рис. 8-5. Пусть, например, в момент времени t_1 (рис. 8-5) в схеме на рис. 8-2 открылся транзистор T_1 и закрылся

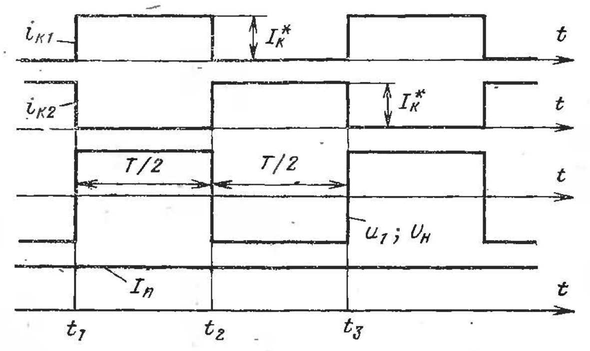


Рис. 8-5. Временные диаграммы токов и напряжений в инверторе с активной нагрузкой.

T_2. При этом к началу первичной обмотки трансформатора $Tр$, которое условно обозначено точкой, оказывается подключенным плюсовый вывод источника питания, а к средней точке этой обмотки — минусовый.

В течение всего рабочего полупериода $T/2$ напряжения на первичной (u_1) и вторичной ($u_н$) обмотках поддерживаются постоянными, а через T_1 протекает неизменный ток $I_{К1}$, равный приведенному току нагрузки:

$$u_н = u_1 \frac{w_2}{w_1} = U_п \frac{w_2}{w_1}; \qquad (8\text{-}1)$$

$$i_н = u_н/R_н; \qquad (8\text{-}2)$$

$$I_{К1} = I_К^* = i_н \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_п}{R_н} \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2. \qquad (8\text{-}3)$$

где w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; $U_п$ — напряжение источника питания; $R_н$ — сопротивление нагрузки инвертора.

В момент t_2 очередной полупериод работы инвертора заканчивается: транзистор T_1 закрывается, транзистор T_2 открывается, плюсовый вывод источника питания подключается к концу первичной обмотки трансформатора. При этом полярности напряжений на его обмотках изменяются на противоположные (рис. 8-5), а абсолютное значение выходного напряжения по-прежнему определяется выражением (8-1). Ток через транзистор T_2 в течение последующего полупериода во времени не изменяется и равен $I_{К2}=I_К^*$. В момент t_3 (рис. 8-5) вновь открывается транзистор T_1 и закрывается T_2. Далее процессы в схеме инвертора периодически повторяются.

Для инверторов с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора (см. рис. 8-2) напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору, равно $U_{КЭ} = 2\,U_п$; среднее значение тока, протекающего через каждую половину первичной обмотки $Tр$,

равно $I_{1ср} = U_п (w_2/w_1)^2/2 R_н$, его эффективное значение — $I_{1эф} = U_п (w_2/w_1)^2/\sqrt{2} R_н$; среднее значение тока, потребляемого от источника питания, равно $I_п = U_п (w_2/w_1)^2/R_н$.

Для мостовых (см. рис. 8-3) и полумостовых (см. рис. 8-4) инверторов напряжение на закрытом транзисторе равно напряжению источника питания $U_{КЭ} = U_п$, среднее и эффективное значения тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора, одинаковы и равны $I_{1ср} = I_{1эф} = U_п (w_2/w_1)^2/R_н$.

Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу инвертора (см. рис. 8-2) на нагрузку индуктивно-активного характера, приведены на рис. 8-6.

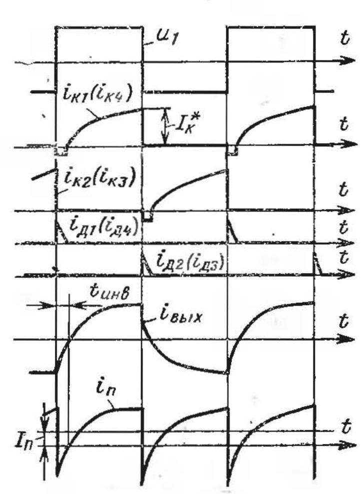


Рис. 8-6. Временны́е диаграммы токов и напряжений в инверторах с индуктивно-активной нагрузкой.

Для каждого полупериода работы инвертора ток его нагрузки определяется выражением

$$i_н = \frac{U_п}{R_н} \frac{w_2}{w_1} \left[1 - 2e^{-\frac{t}{\tau_н}} \Big/ \left(1 + e^{-\frac{1}{2f\tau_н}}\right)\right](-1)^{n+1}, \quad (8\text{-}4)$$

где $i_н$ — мгновенное значение тока нагрузки; f — частота переключения транзисторов в инверторе; $\tau_н = L_н/R_н$ — постоянная времени нагрузки; $L_н$ и $R_н$ — ее индуктивность и активное сопротивление; n — номер рабочего полупериода.

В выражении (8-4) за начало отсчета времени принят момент очередного переключения транзисторов инвертора и смены полярности его выходного напряжения. Как следует из выражения (8-4), в начале каждого рабочего полупериода ток нагрузки инвертора продолжает сохранять свое первоначальное направление в течение времени $t_{инв}$ (рис. 8-6), уменьшаясь по значению. Спустя время $t_{инв}$ ток в нагрузке становится равным нулю, а затем изменяет свое направление.

Физическая сущность протекаюших процессов заключается в следующем. К моменту изменения полярности выходного напряжения в индуктивности нагрузки запасается электромагнитная энергия. После переключения транзисторов инвертора и смены полярности его выходного напряжения ток в нагрузке скачком (как для случая активной нагрузки) изменяться не может; энергия, запасенная в нагрузке, возвращается в течеиие времени $t_{инв}$ через открытый транзистор в источник питания. Транзистор при этом оказывается в иверсном режиме (рис. 8-6).

В том случае, когда транзистор в инверсном режиме не может пропустить полный ток нагрузки, параллельно ему необходимо включать возвратный диод, как показано на рис. 8-7. На практике в инверторах, предназначенных для работы на индуктивно-активную нагрузку, параллельно каждому силовому транзистору обычно включают возвратный диод.

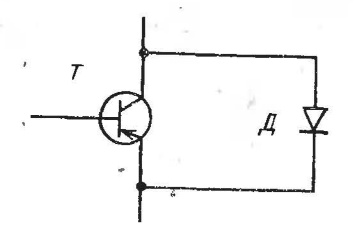


Рис. 8-7. Шунтирование транзистора возвратным диодом при индуктивно-активной нагрузке инвертора.

Эффективное значение тока нагрузки в соответствии с выражением (8-4) равно:

$$I_{н.эф}=\frac{U_п}{R_н}\frac{w_2}{w_1}\sqrt{1-\frac{4\tau_н f}{1}\frac{1-e^{-1/2f\tau_н}}{1+e^{-1/2f\tau_н}}}, \quad (8\text{-}5)$$

а его максимальное значение определяется по формуле

$$I_{н.м}=\frac{U_п}{R_н}\frac{w_2}{w_1}\frac{1-e^{-1/2f\tau_и}}{1+e^{-1/2f\tau_н}}. \quad (8\text{-}6)$$

Максимальное значение тока транзистора равно

$$I_К^*=I_{и.м}\frac{w_2}{w_1}.$$

Очевидно, что максимальный ток через возвратные диоды течет, когда транзистор не в состояиии пропустить через себя инверсный ток. При этом время $t_{инв}$, в течение которого происходит возврат электромагнитной энергии из цепи нагрузки в источник питания, равно:

$$t_{ннв}=\tau_н\ln\left[2\Big/\left(1+e^{-1/2f\tau_н}\right)\right], \quad (8\text{-}7)$$

а среднее значение тока через возвратный диод —

$$I_{пр.ср}=\frac{U_п}{R_н}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 f\tau_н\left(\frac{1-e^{-1/2f\tau_н}}{1+e^{-1/2f\tau_н}}-\ln\frac{2}{1+e^{-1/2f\tau_н}}\right). \quad (8\text{-}8)$$

Среднее значение потребляемого инвертором тока может быть вычислено по формуле

$$I_{\text{п.ср}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{н}}}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2\left(1-4f\,\tau_{\text{н}}\,\frac{1-e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}}{1+e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}}\right), \quad (8\text{-}9)$$

а его эффективное значение равно:

$$I_{\text{п.эф}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{н}}}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2\sqrt{1-4f\,\tau_{\text{н}}\,\frac{1-e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}}{1+e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}}}\,. \quad (8\text{-}10)$$

Эффективное значение тока в цепи первичной обмотки трансформатора для мостовых и полумостовых инверторов (см. рис. 8-3, 8-4) определяется выражением (8-10). Для инверторов с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора эффективное значение тока в каждой ее половине равно $I_{1\text{эф}} = I_{\text{п.эф}}/\sqrt{2}$.

Резкая смена полярности тока в питающей линии и возврат энергии в источник питания (см. рис. 8-6) требуют включения на входе инвертора емкостного накопителя. При питании инвертора от выпрямителя с фильтром LC-типа, при большой индуктивности цепи якоря питающего электромашинного генератора постоянного тока, при наличии в линии питания дополнительного дросселя требуемая емкость конденсатора на входе инвертора должна рассчитываться по формуле

$$C_{\text{п}} = \frac{2U_{\text{п}}\,\tau_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{п}\sim}\,R_{\text{н}}\,(w_1/w_2)^2\left(1+e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}\right)} \times$$

$$\times\left[1-2\tau_{\text{н}}f\left(1-e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}\right)\ln\frac{1{,}36}{\tau_{\text{н}}f\left(1-e^{-1/2f\,\tau_{\text{н}}}\right)}\right], \quad (8\text{-}11)$$

где $\Delta U_{\text{п}\sim}$ — допустимый размах переменной составляющей напряжения на конденсаторе выбранного типа. Нагрузка индуктивно-активного характера имеет место при работе инвертора на электродвигатели или другие электромагнитные механизмы.

Для обеспечения режима насыщения транзисторов в инверторе и повышения экономичности последнего ток базы каждого открытого транзистора должен рассчитываться по формуле

$$I_{\text{Б нас}} = (1{,}2 \div 1{,}3)\,\frac{I^*_{\text{К}}}{h_{21\text{Э мин}}}\,, \quad (8\text{-}12)$$

где $I_{\text{Б нас}}$ — ток базы открытого транзистора; $h_{21\text{Э мин}}$ — минимальный коэффициент передачи тока для транзисторов выбранного типа.

Коэффициент 1,2—1,3 в правой части выражения (8-12) учитывает необходимый запас по насыщению для транзисторов с минимально возможным коэффициентом передачи тока. Степень насыщения транзистора в инверторе характеризуется его коэффициентом насыщения, равным

$$K_{нас} = \frac{I_{Б\,нас}\, h_{21Э}}{I_К^*}\,. \qquad (8\text{-}13)$$

Подставив в выражение (8-13) значение базового тока, получим значение коэффициента насыщения в виде

$$K_{нас} = (1{,}2 \div 1{,}3)\ \frac{h_{21Э}}{h_{21Э\,мин}}\,.$$

Нетрудно видеть, что коэффициент насыщения транзисторов может изменяться в широких пределах от 1,2—1,3 для транзисторов с минимальным коэффициентом передачи тока до (1,2—1,3)$\times$ $\times h_{21Э\,макс}/h_{21Э\,мин}$ для транзисторов с максимальным коэффициентом передачи тока. Отношение $h_{21Э\,макс}/h_{21Э\,мин}$ для различных типов транзисторов может составлять от трех до шести и более.

Требуемое значение $I_{Б\,нас}$, соответствующее выражению (8-12), обеспечивается выбором сопротивления резистора $R_Б$ в цепи базы транзистора (рис. 8-8) и напряжения управления $U_у$:

$$I_{Б\,нас} \approx \frac{U_у - U_{БЭ\,нас}}{R_Б}\,. \qquad (8\text{-}14)$$

Напряжение $U_у$, как правило, выбирают из условия $U_у \approx (3 \div 5)\ U_{БЭ\,нас}$. При меньших значениях $U_у$ на ток базы сильное влияние оказывает разброс значений $U_{БЭ\,нас}$, который имеет место для транзисторов любого типа. При $U_у > 5\,U_{БЭ\,нас}$ сильно возрастают потери мощности в цепи управления каждого транзистора, что приводит к уменьшению к.п.д. инвертора.

Режим отсечки транзисторов в инверторе обычно обеспечивается подачей запирающего напряжения между его базой и эмиттером (полярность этого напряжения должна быть противоположна указанной на рис. 8-8). Запирающее напряжение, как правило, со-

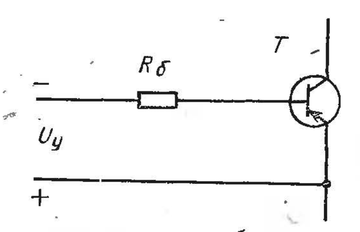


Рис. 8-8. Цепь управления транзистора в инверторе.

ставляет 2—5 В и не должно превышать предельно допустимого значения напряжения эмиттер—база для соответствующего типа транзистора.

Рассмотренные процессы имеют место во всех приведенных выше схемах инверторов (см. рис. 8-2—8-4) независимо от способа управления транзисторами. Специфика различных схем инверторов

проявляется лишь в том, каким образом развивается процесс открывания и закрывания транзисторов, т. е. в процессах коммутации. Ниже дается описание принципов действия основиых схем инверторов и проводится их сравиеиие.

8-2. Автогенераторы с насыщающимся силовым трансформатором

Автогенераторы с насыщающимся трансформатором относятся к числу простейших полупроводниковых инверторов. Основные схемы данных устройств приведены на рис. 8-9.

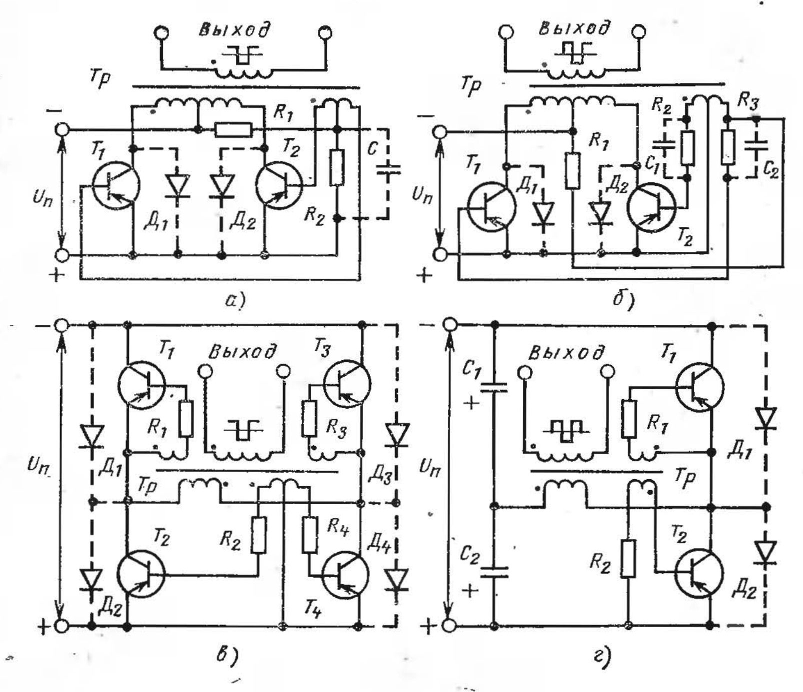


Рис. 8-9. Автогеиераторы с насыщающимся силовым трансформатором.

В рассматриваемых автогенераторах управление траизисторами осуществляется с помощью дополиительных («базовых») обмоток, расположенных на сердечнике трансформатора. Эти обмотки включены таким образом, чтобы в схемах автогенераторов была осуществлена положительная обратная связь. За счет этих обмоток одии из транзисторов автогенератора открыт и находится в режиме насыщения, а другой закрыт и находится в режиме отсечки. Поскольку принцип действия всех автогенераторов, схемы которых приведены на рис. 8-9, одииаков, ограничимся рассмотреиием переходных процессов коммутации транзисторов на примере схемы рис. 8-9, *б*.

Пусть в произвольно выбранный начальный момент времени транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. Первичная обмотка трансформатора своим началом (условно обозначено точкой) подключена к положительному полюсу источника питания. Полярность напряжений на остальных обмотках трансформатора такова, что T_1 поддерживается в режиме насыщения, а транзистор T_2 — в режиме отсечки. Такое исходное состояние транзисторов будет иметь место в течение всего интервала времени, пока к базе T_1 будет приложен отрицательный, а к базе T_2 положительный потенциал относительно общей точки их эмиттеров.

Переключение транзисторов начнется в момент насыщения трансформатора, когда его ток холостого хода резко увеличивается, стремясь в пределе (при открытом транзисторе T_1) к значению тока короткого замыкания источника питания. Возрастание тока холостого хода трансформатора вызывает увеличение коллекторного тока открытого транзистора T_1, в результате чего условие его насыщения перестает выполняться. Транзистор T_1 при этом переходит из режима насыщения, в котором падение напряжения между его эмиттером и коллектором было мало и не превышало единиц вольта, в режим усиления, когда напряжение на нем возрастает, а ток коллектора становится пропорционален току его базы.

Увеличение падения напряжения между эмиттером и коллектором T_1 приводит к соответствующему уменьшению напряжения на первичной и остальных обмотках трансформатора, в результате чего ток базы T_1 уменьшается. Это приводит к дальнейшему уменьшению тока коллектора T_1 и возрастанию приложенного к нему напряжения.

В лавинообразном развитии процесса переключения транзисторов принимает участие и насыщенный трансформатор. Благодаря запасенной в нем электромагнитной энергии обеспечивается резкая смена полярности напряжений на его обмотках, что приводит к появлению тока базы у ранее закрытого транзистора T_2. Далее одновременно с процессом закрывания транзистора T_1 и увеличения напряжения на его коллекторе происходит процесс открывания транзистора T_2 и уменьшения напряжения на его коллекторе.

Оба этих процесса заканчиваются в момент насыщения транзистора T_2 и полного закрывания транзистора T_1. При этом напряжение на первом из них практически равно нулю, на втором — удвоенному значению напряжения питания. Первичная обмотка Tp оказывается подключенной своим концом к положительному полюсу источника питания; полярности напряжений на остальных обмотках также будут противоположными исходным: T_1 поддерживается в закрытом состоянии, T_2 — в открытом. К базе первого из них относительно эмиттера приложен положительный потенциал, к базе второго — отрицательный. При следующем насыщении трансформатора Tp снова произойдет переключение транзисторов в исходное состояние: T_1 открыт, T_2 закрыт и т. д. Процессы переключения транзисторов из одного состояния в другое имеют периодический характер.

Длительность процессов переключения, а следовательно, и длительность фронтов переменного напряжения резко увеличиваются по мере уменьшения скорости изменения тока в коллекторной цепи закрываемого транзистора и увеличения индуктивности намагничивания трансформатора в его насыщенном состоянии. Наименьшая длительность фронтов и наименьшая длительность процессов

переключения будут иметь место в случае выполнения магнитопровода трансформатора из ферромагнитных материалов с высокой прямоугольностью петли гистерезиса (например, из пермаллоев типов 34НКМП, 79НМ и т. п.).

Для автогенераторов с общим резистором R_2, включенным в базовые цепи одновременно обоих транзисторов (рис. 8-9, *а*), процесс переключения транзисторов происходит быстрее, чем для рассмотренной выше схемы. Здесь после смены полярности напряжений на обмотках трансформатора ток базы открывающегося транзистора на время переходного процесса не ограничен резистором R_2. Этот ток протекает через базовую обмотку трансформатора и через базу закрываемого транзистора, причем переход эмиттер—база последнего при этом способен кратковременно пропустить в обратном направлении значительный ток вследствие большой инерционности процесса его закрывания.

При выполнении автогенератора по схеме, изображенной на рис. 8-9, *а*, необходимо следить за тем, чтобы ток базы обоих транзисторов не превышал своего предельно допустимого значения.

Для ускорения процессов переключения транзисторов в автогенераторе, выполненном на силовых бездрейфовых транзисторах, уменьшения потерь мощности в них, сокращения длительности фронтов переменного напряжения параллельно дополнительным резисторам, включаемым в цепи баз транзисторов, подключаются конденсаторы (C — на рис. 8-9, *а*; C_1 и C_2 — на рис. 8-9, *б*). Благодаря этим конденсаторам амплитуда обратного тока в цепи базы каждого из транзисторов в момент их закрывания оказывается значительно бо́льшей, чем при отсутствии указанных конденсаторов.

Включение таких конденсаторов, которые в силу выполняемой ими функции получили название форсирующих, приводит к увеличению напряжения эмиттер—база закрытого транзистора. Это не всегда приемлемо для дрейфовых транзисторов, которые, как правило, имеют малое предельно допустимое значение этого напряжения.

Для всех автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором амплитуда тока коллектора каждого из транзисторов равна:

$$I_{\text{К и.макс}} = h_{21\text{Э макс}} \, I_{\text{Б нас}}. \qquad (8\text{-}15)$$

При выборе значения тока базы насыщенного транзистора из условия (8-12) амплитуда тока коллектора значительно превышает максимальное значение приведенного тока нагрузки:

$$(I_{\text{К и.макс}}/I_{\text{К}}^{*}) = (1{,}2 \div 1{,}3)\; h_{21\text{Э макс}}/h_{21\text{Э мин}}.$$

При типовом для силовых транзисторов соотношении $\dfrac{h_{21\text{Э макс}}}{h_{21\text{Э мин}}} = 6 \div 10$ отношение $I_{\text{К и.макс}}/I_{\text{К}}^{*}$ достигает значения 7,2—13.

Ввиду того, что амплитуда тока коллектора транзистора не должна превышать его предельно допустимого значения ($I_{\text{К и.макс}} \leqslant I_{\text{К и.доп}}$), для автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором должны использоваться транзисторы с

большим запасом по току коллектора $I_К^* \leqslant (0,14 \div 0,08) \times \times I_{К\,н.доп}$.

Плохое использование силовых транзисторов по току, большие потери мощности в транзисторах на их коммутацию и сравнительно низкий к.п.д. являются основным недостатком простейших автогенераторов.

Такие автогенераторы получили широкое практическое использование при частотах переключения не более 1—2 кГц и выполняются, как правило, на силовых бездрейфовых транзисторах. Автогенераторы с насыщающимся силовым трансформатором рекомендуется применять для питания сравнительно маломощных нагрузок, когда их выходная мощность не превышает 10—15 Вт.

Для выполнения автогенераторов по схемам рис. 8-9, *а, б* необходимы сравнительно высоковольтные транзисторы с $U_{КЭ\,макс} > > 2,5\,U_п$. Схема на рис. 8-9, *а* обеспечивает при прочих равных условиях меньшие потери мощности в транзисторах, меньшую длительность фронтов переменного напряжения и больший к.п.д. по сравнению со схемой, приведенной на рис. 8-9, *б*. Включение форсирующих конденсаторов делает обе эти схемы идентичными по своим параметрам.

Мостовая схема (рис. 8-9, *в*) используется, когда в распоряжении разработчика отсутствуют транзисторы с $U_{КЭ\,макс} \geqslant 2,5\,U_п$. Такой автогенератор хотя и содержит вдвое большее число транзисторов по сравнению с двумя предыдущими схемами, однако требует более низковольтных транзисторов. Каждый из транзисторов в этом автогенераторе может иметь вдвое меньшее предельно допустимое напряжение эмиттер—коллектор.

Полумостовая схема (рис. 8-9, *г*) сочетает в себе достоинства ранее рассмотренных схем: позволяет использовать сравнительно низковольтные транзисторы с $U_{КЭ\,макс} \approx (1,2 \div 1,5)\ U_п$ и содержит минимальное число силовых транзисторов. Наибольшие трудности при ее практической реализации обусловлены тяжелыми электрическими режимами работы конденсаторов в емкостном делителе напряжения (C_1, C_2). Через каждый из этих конденсаторов поочередно протекает полный ток нагрузки, приведенный ко входу автогенератора.

При работе автогенераторов на индуктивно-активную нагрузку переменные напряжения на обмотках трансформатора изменяют свою полярность скачкообразно: выход закрывающихся транзисторов из режима насыщения сопровождается мгновенным открыванием соответствующих возвратных диодов. На рис. 8-9 эти диоды показаны пунктиром.

Отметим, что хотя на рис. 8-9 приведены схемы автогенераторов на транзисторах *p-n-p* типа, принципиально они могут выполняться и на транзисторах *n-p-n*-типа. В последнем случае полярность питающего напряжения и полярности возвратных диодов должны быть обратными указанным на рис. 8-9.

Для всех автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором частота преобразования, а следовательно, и частота выходного напряжения определяется параметрами трансформатора:

$$f = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4\,w_1\,B_s\,Q_{ст}\,k_{ст}}, \qquad (8\text{-}16)$$

где U_1 — напряжение на первичной обмотке трансформатора; w_1 — число ее витков; B_s — индукция насыщения материала магнитопровода трансформатора, Тл; $Q_{ст}$ — его сечение, см²; $k_{ст}$ — коэффициент заполнения магнитопровода ферромагнитным материалом. Для ориентировочного расчёта частоты в формулу (8-16) вместо U_1 можно подставить значение напряжения питания автогенератора, пренебрегая при этом сравнительно небольшим падением напряжения на открытых транзисторах.

8-3. Автогенераторы с ненасыщающимся силовым трансформатором

Насыщение силового трансформатора и появление коммутационных перегрузок силовых транзисторов являются основными недостатками рассмотренных в предыдущем параграфе автогенераторов. Для исключения насыщения силового трансформатора в схему автогенератора необходимо ввести дополнительные элементы, обеспечивающие начало процесса переключения раньше, чем произойдет насыщение силового трансформатора. На рис. 8-10 приведены основные схемы автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором.

В схемах, изображенных на рис. 8-10, *а, б*, между силовым трансформатором $Тр_1$ и базовыми цепями транзисторов включен маломощный насыщающий трансформатор $Тр_2$. На примере автогенератора, схема которого приведена на рис. 8-10, *а*, рассмотрим принцип действия таких автогенераторов.

Пусть в исходном состоянии автогенератора транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. При этом первичная обмотка трансформатора $Тр_1$ своим началом, которое условно обозначено точкой, подключена к положительному полюсу источника питания; напряжение на выходной обмотке насыщающегося трансформатора $Тр_2$ имеет полярность, указанную на рис. 8-10, *а*. К базе открытого транзистора T_1 относительно его эмиттера приложен отрицательный потенциал, удерживающий его в открытом состоянии. К базе транзистора T_2 относительно его эмиттера приложен положительный потенциал, удерживающий данный транзистор в закрытом состоянии. Исходное состояние схемы будет сохраняться до тех пор, пока не произойдет насыщение трансформатора $Тр_2$.

При насыщении $Тр_2$ происходит увеличение тока холостого хода, что вызывает соответствующее увеличение падения напряжения на резисторе R_3, включенном в цепь его первичной обмотки, и уменьшение напряжения на выходных обмотках $Тр_2$. Последнее вызывает уменьшение тока базы открытого транзистора T_1 и уменьшение запирающего смещения на входе транзистора T_2. При этом ток базы T_1 может уменьшаться вплоть до своего нулевого значения.

В результате нарушения условия насыщения открытого транзистора T_1 напряжение на нем возрастает, что приводит к уменьшению напряжений на обмотках трансформатора $Тр_1$. Как только напряжение на обмотке w_1' начнет уменьшаться, напряжение на обмотках насыщенного трансформатора $Тр_2$ благодаря накопленной в нем электромагнитной энергии скачком изменяет свою полярность — к базе T_1 будет теперь приложен запирающий потенциал, к базе T_2 — отпирающий.

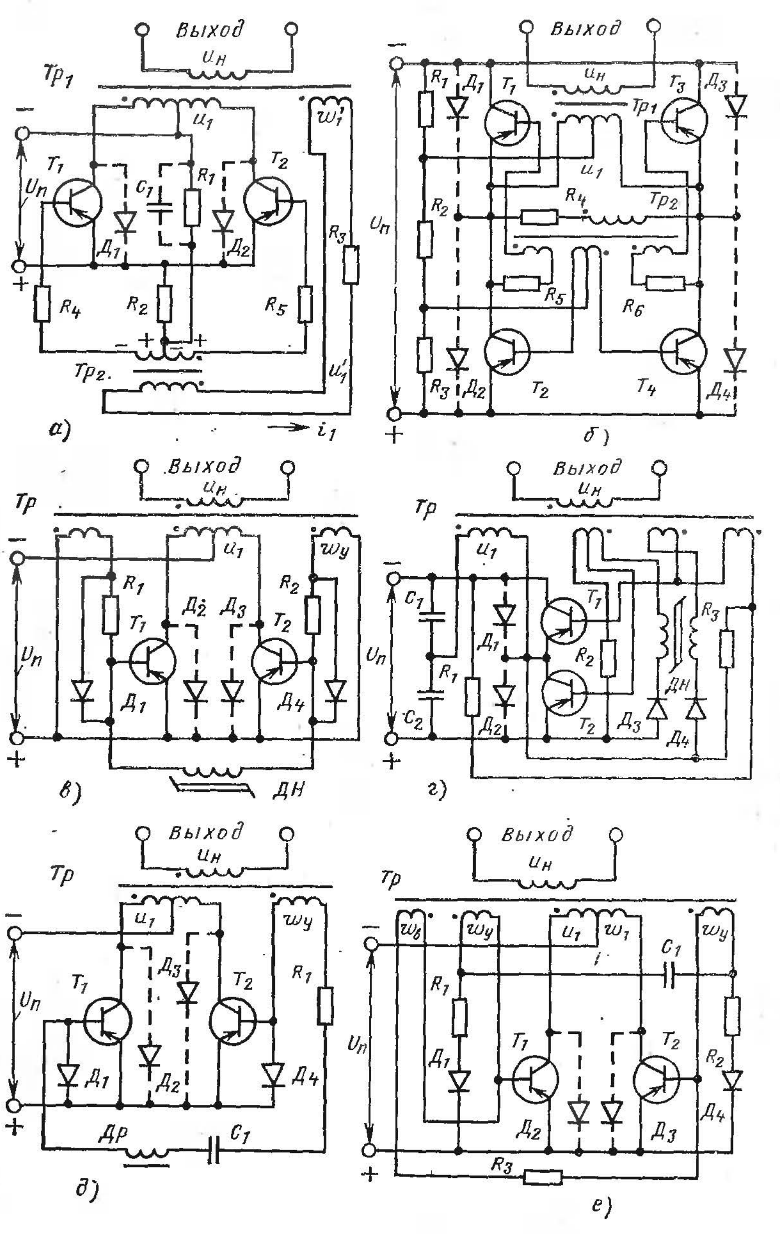


Рис. 8-10. Автогенераторы с ненасыщающимся силовым трансформатором.

Смена полярности напряжений на обмотках $Тр_2$ обусловливает начало лавинообразного процесса переключения транзисторов, приводящего к полному закрыванию транзистора T_1, открыванию транзистора T_2 и смене полярности напряжений на обмотках трансформатора $Тр_1$.

Вновь установившееся состояние будет сохраняться до тех пор, пока трансформатор $Тр_2$ снова войдет в режим насыщения. При этом также начнется описанный выше лавинообразный процесс переключения транзисторов, в результате которого схема придет к исходному состоянию: транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 закрыт.

Процессы переключения транзисторов в автогенераторе и смены полярности его выходного напряжения имеют периодический характер. Цепочка, состоящая из резисторов R_1, R_2 и конденсатора C_1, служит для облегчения процесса начального самовозбуждения данного автогенератора. В момент подачи на его вход напряжения питания протекающий через конденсатор C_1 и резистор R_2 ток создает на последнем достаточно большое падение напряжения. Это напряжение прикладывается между базами и эмиттерами обоих транзисторов, вызывая протекание начальных базовых токов достаточно большого значения. В результате этого выполнение условий самовозбуждения автогенератора значительно облегчается и обеспечивается его надежный запуск. Более подробную информацию об условиях самовозбуждения автогенераторов и о расчете запускающих цепочек можно найти в специальной литературе. Отметим, что автогенераторы, выполненные на силовых кремниевых дрейфовых транзисторах, отличаются значительно худшим запуском по сравнению с автогенераторами, выполненными на германиевых бездрейфовых транзисторах.

Схема, приведенная на рис. 8-10, *б*, представляет собой мостовой аналог предыдущей схемы и отличается от последней только тем, что насыщающийся трансформатор $Тр_2$ включен не к выводам вспомогательной обмотки силового трансформатора $Тр_1$, а подключен параллельно его первичной обмотке. При этом несколько упрощается схема силового трансформатора за счет уменьшения числа его обмоток, однако значительно возрастают потери мощности в резисторе R_4, включенном в цепь первичной обмотки насыщающегося трансформатора.

В схемах автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором, приведенных на рис. 8-10, *в*, *г*, в базовые цепи силовых транзисторов включен нелинейный насыщающийся дроссель *ДН*. Принцип работы таких устройств рассмотрим на примере схемы, изображенной на рис. 8-10, *в*. Пусть в исходном состоянии схемы открыт транзистор T_1 и закрыт транзистор T_2. Это состояние поддерживается за счет базовых обмоток трансформатора *Тр*, которые обеспечивают положительную обратную связь: отрицательный потенциал приложен к базе T_1 относительно его эмиттера, положительный потенциал — к базе T_2. Через открытый переход эмиттер—база транзистора T_1 (падение напряжения на переходе при этом мало) и диод $Д_4$ дроссель *ДН* подключен к одной из базовых обмоток *Тр*.

Нетрудно видеть, что в исходном состоянии схемы ток базы открытого транзистора T_1 равен разности тока, протекающего через резистор R_1, и тока дросселя *ДН*. При ненасыщенном *ДН* ток в нем обычно мал и по значению во много раз меньше тока в резисторе R_1. Для этой цели насыщающийся дроссель выполняют на

магнитопроводе из магнитного материала с прямоугольной петлей иамагничивания, напрнмер из пермаллоя маркн 79НМ.

При насыщении *ДН* ток в нем резко возрастает и стаиовнтся больше тока в резисторе R_1, что приводит к изменению направления базового тока транзистора T_1. Иными словами, положительный потенциал от базовой обмотки через диод $Д_4$ и насыщенный дроссель *ДН* прикладывается к базе открытого транзистора T_1 относительно его эмиттера. Это приводит к закрыванию T_1 и за счет действия положительной обратной связи к открыванию транзистора T_2. Полярности напряжений на обмотках трансформатора при этом изменяются на противоположные.

Обмотка дросселя *ДН* оказывается подключенной к другой базовой обмотке трансформатора через диод $Д_1$ и открытый переход эмиттер—база транзистора T_2, причем полярность приложенного напряжения также будет противоположна исходной. Когда магнитопровод дросселя *ДН*, перемагничиваясь под действием этого напряжения, вновь заходит в режим своего насыщения, запирающее смещение через диод $Д_1$ и насыщенный дроссель прикладывается между базой и эмиттером открытого транзистора T_2. Он закрывается, н схема возвращается в исходное состояние. В дальнейшем процессы переключения транзисторов и смены полярности выходного напряжеиия автогенератора периодически повторяются.

Схема автогеиератора с ненасыщающимся силовым трансформатором, изображенная на рис. 8-10, *г*, представляет собой полумостовой аналог предыдущей схемы и отличается от последней только тем, что насыщающийся дроссель *ДН* здесь выполнен двухобмоточным. Принцип действия обеих схем полностью идентичен.

Для всех рассмотренных выше схем автогеиераторов с неиасыщающнмся силовым трансформатором переключение силовых транзисторов начнняется не с увеличения тока в коллекторах открытых транзисторов (как это имело место для автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором), а с уменьшения их базовых токов. Благодаря этому в таких устройствах коммутационные перегрузки силовых транзисторов отсутствуют. Более подробные сведения о характере коммутационных процессов в рассматриваемых автогенераторах, о расчете параметров, характеризующих качество этих процессов, и об особенностях работы таких устройств при высоких частотах читатель найдет в литературе, посвященной транзисторным преобразователям иапряжения, например в [6].

Частота переключения транзисторов в автогенераторах с иенасыщающимся силовым трансформатором определяется параметрами насыщающегося трансформатора $Тр_2$ (рис. 8-10, *а*, *б*) нли насыщающегося дросселя *ДН* (рнс. 8-10, *в*, *г*) и может быть вычислена по формуле (8-16) при условии, что входящие в нее параметры относятся соответственно к $Тр_2$ или *ДН*, а под U_1 понимается напряжение, приложенное к их обмоткам.

В современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры транзисторные автогенераторы с ненасыщающимся силовым трансформатором получили широкое практическое применение в качестве маломощных высокочастотных инверторов. Такие автогенераторы целесообразно использовать для питания нагрузки мощностью до 10—20 Вт при частотах преобразования до 20—50 кГц.

По сравнению с рассмотренными в предыдущем параграфе автогенераторами с насыщающимся силовым трансформатором даиные устройства отличаются меньшими потерями мощиости в силовых траизисторах, их лучшим использованием по току, меньшей

длительностью фроитов перемениого напряжения, более высоким к.п.д. Однако в отличие от первых такие автогенераторы оказываются более сложными и критичными к разбросу параметров их элементов. Последиий приводит к неодинаковой длительности обоих рабочих полупериодов и как следствие этого к подмагничиванию силового трансформатора постоянным током.

Такое подмагиичивание способно привести к одиостороннему насыщению силового трансформатора и несимметричному режиму работы транзисторов в каждом из рабочих полупериодов. В качестве иллюстрации такого режима на рис. 8-11 приведены осциллограммы токов через траизисторы автогенератора с неиасыщающимся силовым траисформатором, когда последиий выполнен на магнитопроводе из магнитного материала с прямоугольной петлей намагничивания. В этом случае в коллекторе одного из транзисторов наблюдается значительиый коммутационный ток, что приводит к ухудшению использования транзисторов по току коллектора.

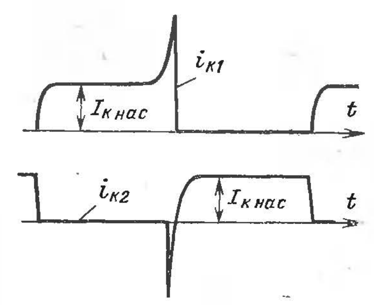


Рис. 8-11. Несимметричный режим работы силовых транзисторов автогенератора, обусловленный подмагничиванием его силового трансформатора.

Необходимость уменьшеиия коммутационных перегрузок транзисторов при наличии подмагничивания силового трансформатора требует применения в трансформаторе магнитных материалов с непрямоугольной петлей намагничивания. Последние, как известно, обладают меньшей критичностью к действню подмагннчивающего тока, поэтому за счет соответствующего уменьшения рабочей индукции удается обеспечить нормальиую работу автогеиераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором при наличии достаточно большого разброса параметров элементов их схем.

Автогенераторы, схемы которых приведены на рнс. 8-10, *д*, *е*, получили в технике электропитання радиоэлектронной аппаратуры несколько меньшее практическое распространение. Их иногда используют в качестве маломощных задающих генераторов, управляющих работой мощных преобразовательных каскадов.

Колебательный контур *LC*-типа, включенный в цепь баз обоих транзисторов автогенератора (см. рис. 8-10, *д*), обеспечивает поочередное изменеиие полярности тока в резисторе R_1 и поочередиую коммутацию транзисторов T_1 и T_2. Силовой трансформатор *Тр* при этом остается ненасыщенным.

В автогеиераторе с времязадающей *RC*-цепочкой (см. рис. 8-10, *е*) переключеине транзисторов начинается в момент, когда напряжение на конденсаторе C_1, перезаряжаемом от вспомогательной обмотки $w_в$ силового трансформатора через резистор R_3, превысит сумму напряжений на базовых обмотках $w_у$ этого трансформатора. При этом к переходу база—эмиттер ранее закрытого транзистора прикладывается отпирающее смещение и в схеме начинается регенеративный процесс, сопровождающийся сменой полярности выходиого напряжения.

Для автогенератора с *LC*-контуром (см. рис. 8-10, *д*) частота преобразования определяется параметрами элементов этого контура

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_1} - \frac{R_1^2}{L^2}},$$

где L — индуктивность линейного дросселя *Др*.

Для автогенератора с *RC*-цепочкой (см. рис. 8-10, *е*) частота преобразования может быть вычислена по формуле $f \approx 1/2R_3C_1$. Она справедлива [13], когда напряжение на вспомогательной обмотке $w_в$ в 2,3 раза превышает напряжение на базовой обмотке обратной связи $w_у$.

8-4. Инверторы с независимым возбуждением

Как было отмечено выше, инверторы с независимым возбуждением состоят из двух функциональных узлов: силового каскада (усилителя мощности) и маломощного задающего генератора, который управляет работой силовых транзисторов в усилителе мощности (см. рис. 8-1). В качестве задающего генератора в таких

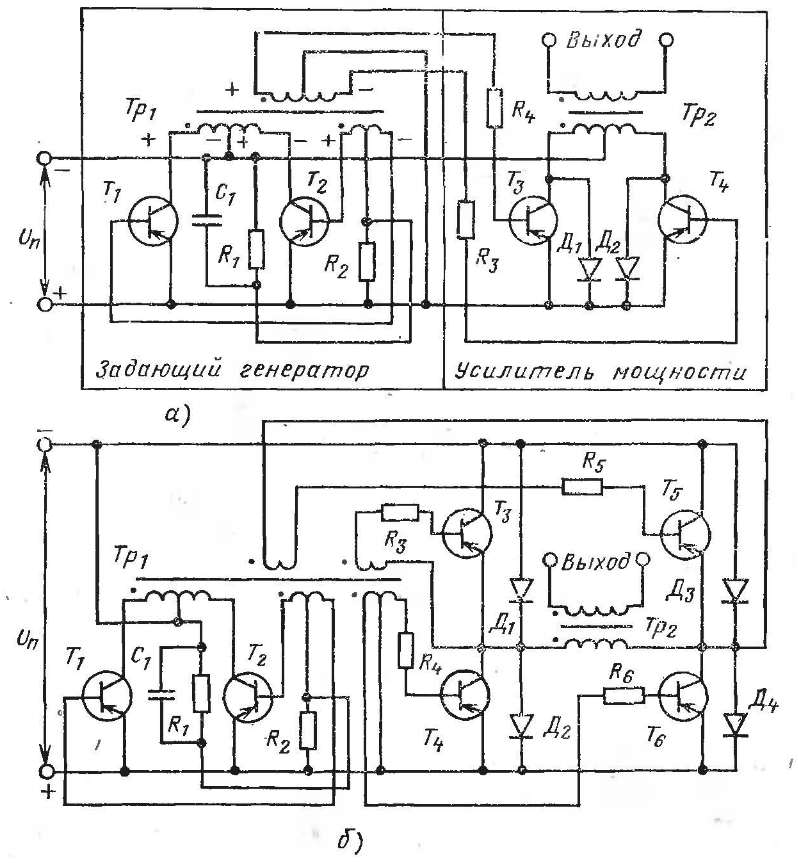


Рис. 8-12. Схемы простейших инверторов с независимым возбуждением.

инверторах принципиально может быть использован любой из рассмотренных ранее транзисторных автогенераторов.

На рис. 8-12 для примера приведены схемы транзисторных инверторов с независимым возбуждением, в которых задающий генератор выполнен по схеме на рис. 8-9, *а*, а усилитель мощности — по схемам на рис. 8-2 и 8-3. Отметим, что усилитель мощности в инверторе с независимым возбуждением принципиально может быть выполнен по любой из схем, изображенных на рис. 8-2—8-4.

На рис. 8-13 приведены временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие процессы коммутации транзисторов в усилителе мощности инвертора, схема которого изображена на рис. 8-12,*а*. Пусть в момент t_1 начинается открывание транзистора T_4, вызванное переключением транзисторов в автогенераторе. В этот момент состояние задающего генератора следующее: транзистор T_1 открыт, T_2 закрыт, а напряжения на обмотках трансформатора Tp_1 имеют полярность, указанную на рис. 8-12,*а*.

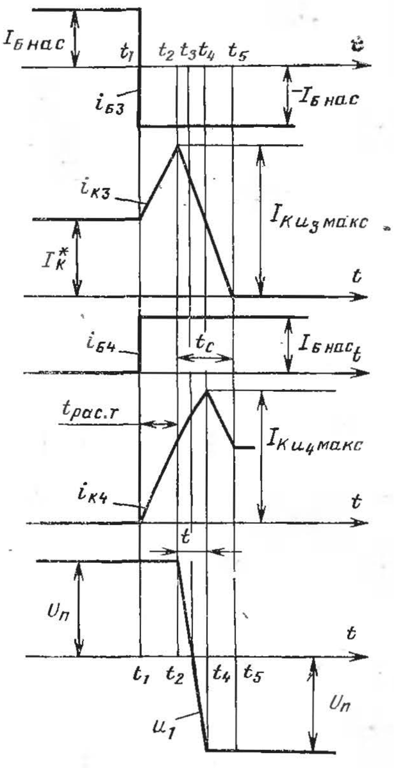


Рис. 8-13. Осциллограммы токов и напряжений в усилителях мощности (см. рис. 8-12, *а*) для интервала коммутации транзисторов.

В исходном состоянии между базой и эмиттером силового транзистора T_4 в усилителе мощности приложено отпирающее смещение, а между базой и эмиттером транзистора T_3 — запирающее. Ранее открытый силовой транзистор T_3 мгновенно не может закрыться в силу своей инерционности. Нарастание тока в коллекторе T_4 при открытом транзисторе T_3 эквивалентно увеличению нагрузки силового каскада и приводит к соответствующему увеличению тока закрываемого транзистора T_3. При скачкообразном изменении токов баз токи коллекторов обоих транзисторов будут изменяться в соответствии с выражениями;

$$i_{К3} = I_К^* + i_{К4}; \quad (8\text{-}17)$$

$$i_{К4} = h_{21Э4}\, I_{Б\,нас} \left(1 - e^{-t/\tau_т}\right). \quad (8\text{-}18)$$

В момент t_2 (рис. 8-13) ранее открытый транзистор T_3 выходит

из режима насыщения и его коллекторный ток начинает уменьшаться по следующему закону:

$$i_{К3} = h_{21Э3}\ I_{Б\ нас} \left(2\,e^{-\frac{t + t_{рас.т}}{\tau_т}} - 1 \right), \qquad (8\text{-}19)$$

где $t_{рас.т}$ — длительность этапа рассасывания избыточных носителей заряда в базе закрываемого транзистора.

Время рассасывания, входящее в выражение (8-19), зависит от коэффициентов передачи тока обоих транзисторов и от их частотных свойств:

$$t_{рас.т} = \tau_т \ln \frac{2\,h_{21Э3} + h_{21Э4}}{h_{21Э3} + h_{21Э4} + I^*_К / I_{Б\ нас}}. \qquad (8\text{-}20)$$

После выхода T_3 из режима насыщения оба силовых транзистора усилителя мощности оказываются в режиме активного усиления; при этом происходит формирование фронтов переменного напряжения. Длительность этого этапа равна:

$$t_ф = \tau_т \ln \frac{h_{21Э3} + h_{21Э4} + I^*_К / I_{Б\ нас}}{h_{21Э3} + h_{21Э4} - I^*_К / I_{Б\ нас}}. \qquad (8\text{-}21)$$

В момент t_4 (рис. 8-13) напряжение на первичной обмотке силового трансформатора u_1 достигает значения $-U_п$. При этом транзистор T_4 оказывается в режиме насыщения и его коллекторный ток начинает уменьшаться по тому же закону, что и ток закрываемого транзистора T_3. В момент t_5 коммутационные процессы в усилителе мощности заканчиваются.

Амплитудные значения токов в коллекторных цепях закрываемого и открываемого транзисторов усилителя мощности могут быть вычислены в соответствии с формулами:

$$I_{К\ и3\ макс} = h_{21Э3}\ I_{Б\ нас} \frac{h_{21Э4} + 2\,I^*_К / I_{Б\ нас}}{2\,h_{21Э3} + h_{21Э4}}; \qquad (8\text{-}22)$$

$$I'_{К\ и4\ макс} = h_{21Э4}\ I_{Б\ нас} \frac{h_{21Э3} + I^*_К / I_{Б\ нас}}{2\,h_{21Э3} + h_{21Э4}}. \qquad (8\text{-}23)$$

Аналогичный характер имеют коммутационные процессы в мостовых усилителях мощности.

Из выражений (8-22) и (8-23) следует, что простейшие схемы усилителей мощности, выполненные на транзисторах, работающих в режиме переключений, обладают существенным недостатком, обусловленным инерционностью силовых транзисторов. В момент смены полярности тактовых импульсов на выходе задающего генератора все силовые транзисторы кратковременно проводят ток из-за наличия эффекта рассасывания избыточных зарядов в областях баз закрываемых транзисторов. При этом в схеме устанавливается так называемый режим «сквозных» токов, и токи через транзисторы могут достигать большого значения.

На рис. 8-14 приведены экспериментальные осциллограммы

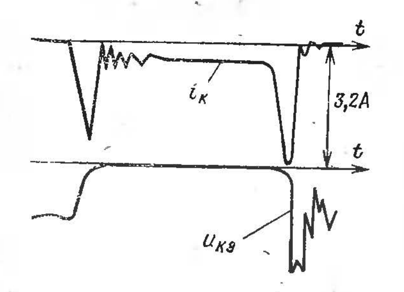


Рис. 8-14. Экспериментальные осциллограммы тока коллектора силового транзистора высокочастотного усилителя мощности и его напряжения коллектор—эмиттер.

тока коллектора силового дрейфового транзистора в инверторе с независимым возбуждением, снятые при напряжении питания инвертора 20 В, $I_{К\,нас} = 0,6$ А, $I_{Б\,нас} = 0,1$ А и частоте преобразования 200 кГц.

Для защиты силовых транзисторов усилителя мощности от перегрузок в цепь базы каждого из них могут включаться линейный (рис. 8-15) или нелинейный (рис. 8-16) дроссели, которые замедляют процесс открывания транзистора или задерживают его начало.

На рис. 8-17 приведены усовершенствованные схемы усилителей

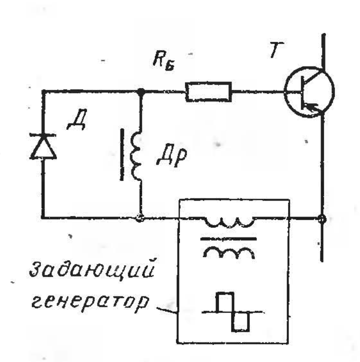


Рис. 8-15. Включение в цепь базы силового транзистора линейного дросселя для уменьшения его перегрузки по току.

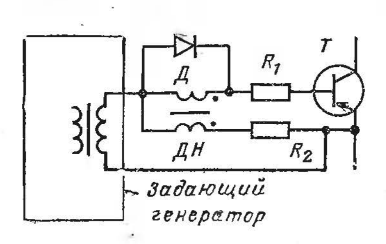


Рис. 8-16. Включение в цепь базы силового транзистора нелинейного дросселя.

мощности [1]. В этих схемах наряду с внешним возбуждением от задающего генератора введены дополнительные трансформаторные связи, исключающие режим «сквозных» токов. Открывание очередных транзисторов в таком усилителе за счет введенных связей не может произойти раньше, чем окончится процесс рассасывания избыточных носителей в областях баз закрываемых транзисторов.

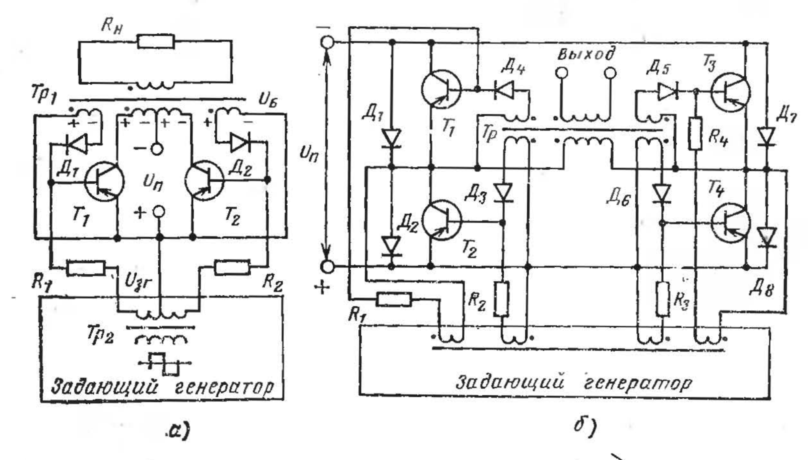


Рис. 8-17. Схемы усовершенствованных усилителей мощности.

Пусть, например, в исходном состоянии силового каскада (рис. 8-17, *а*) открыт транзистор T_1 и закрыт транзистор T_2. При этом на обмотках силового трансформатора появляются напряжения, полярности которых указаны на рис. 8-17, *а*. Напряжение $U_Б$ запирающей полярности с обмотки дополнительной обратной связи через диод $Д_2$ прикладывается между базой и эмиттером закрытого транзистора T_2 (диод $Д_1$ закрыт). При смене полярности напряжения иа выходе задающего генератора между базой и эмиттером ранее открытого транзистора T_1 прикладывается запирающее смещеине $U_{зг}$. Такое же напряжение в отпирающей полярности прикладывается ко входу ранее закрытого транзистора T_2. Однако, несмотря на наличие такого напряжения, транзистор T_2 открываться не будет до тех пор, пока транзистор T_1 не выйдет нз режима насыщения н напряженне на обмотках обратной связи не уменьшится до такого зиачеиия, при котором произойдет закрывание диода $Д_2$. Только после этого начнется открывание транзистора T_2.

Аналогичный характер имеют процессы переключения транзисторов в схеме усилителя мощности, изображенной на рис. 8-17, *б*.

Как и рассмотренные выше автогенераторы с ненасыщающимся силовым трансформатором, иивертopы с независимым возбуждением характеризуются критичностью к разбросу параметров элементов их схем. Этот разброс и в случае инверторов данного типа приводит к режиму несимметричного перемагничивания силового трансформатора и возможности появления перегрузок по току части силовых транзисторов (см. рис. 8-11). В инверторах с независимым возбуждением для борьбы с такими перегрузками силовых тран-

зисторов наряду с подбором идентичных пар элементов и использованием в магнитопроводах силовых трансформаторов ферромагнитных материалов с непрямоугольной петлей намагничивания применяют также различные методы искусственного симметрирования режима перемагничивания магнитопровода силового трансформатора.

В качестве примера на рис. 8-18 приведена одна из таких схем инверторов с независимым возбуждением [27]. Инвертор состоит из задающего генератора, выполненного на транзисторах T_5, T_6 и трансформаторе $Тр_2$, и выходного усилителя мощности на составных транзисторах T_1—T_3 и T_2—T_4. В эмиттеры последних включены

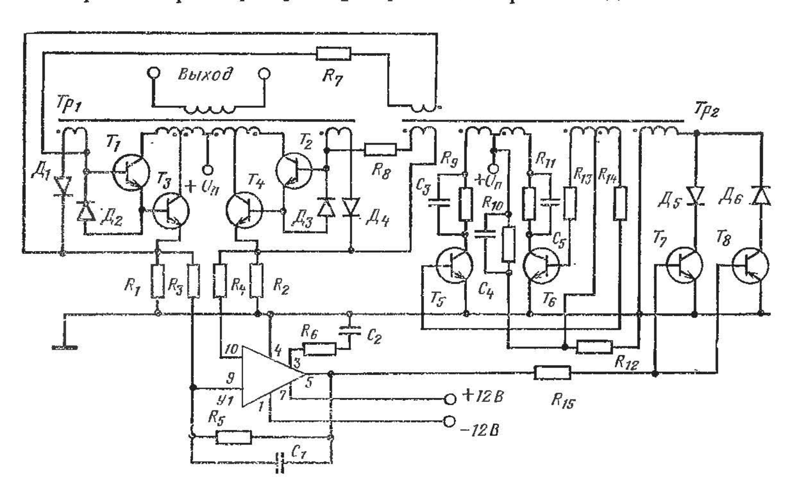


Рис. 8-18. Инвертор с независимым возбуждением и искусственным симметрированием режима перемагничивания сердечника силового трансформатора.

резисторы R_1 и R_2 по 0,1 Ом, которые служат датчиками токов. Снимаемые с них напряжения, пропорциональные токам в эмиттерах силовых транзисторов, через резисторы R_3 и R_4 подаются на входы интегрирующего усилителя $У_1$.

Напряжение на выходе усилителя пропорционально по значению и знаку разности между токами, протекающими через обе половины первичной обмотки силового трансформатора $Тр_1$ в обоих рабочих полупериодах. Когда эти токи одинаковы и имеет место режим симметричного перемагничивания магнитопровода силового трансформатора, выходное напряжение интегрирующего усилителя равно нулю и дополнительные транзисторы T_7 и T_8 закрыты. При этом токи, протекающие через транзисторы T_5 и T_6, и падения напряжения на резисторах R_9 и R_{11} в их коллекторных цепях одинаковы.

При появлении режима несимметричного перемагничивания магнитопровода силового трансформатора резисторы R_1 и R_2 выделяют сигнал, пропорциональный несимметрии. На выходе интегрирующего усилителя появляется напряжение, которое открыва-

ет и переводит в режим активного усиления один из транзисторов T_7 или T_8 в зависимости от знака данной несимметрии. При этом увеличивается ток в коллекторе T_5 или T_6 и падение напряжения на соответствующем резисторе R_9 или R_{11}. Напряжение на первичной полуобмотке трансформатора Tp_2 уменьшается, что вызывает увеличение длительности данного полупериода работы инвертора и компенсирует возникшую несимметрию.

Основные параметры инвертора, описанного в [27]: напряжение питания — 20 В; выходное напряжение — 5 В; выходная мощность — 40 Вт; частота преобразования — 12 кГц. В качестве транзисторов T_1—T_4 использовались кремниевые транзисторы КТ908А; T_5—T_7 — КТ608Б; T_8 — МП25Б; диоды $Д_1$—$Д_4$ — Д220. Номиналы сопротивлений используемых резисторов: $R_1=R_2=0{,}1$ Ом; $R_3=R_4=3{,}9$ кОм; $R_5=1$ МОм; $R_6=100$ Ом; $R_7=R_8=270$ Ом; $R_9=R_{11}=10$ Ом; $R_{10}=2{,}2$ кОм; $R_{12}=R_{13}=R_{14}=150$ Ом; $R_{15}=6{,}2$ кОм. Номиналы емкостей используемых конденсаторов: $C_1=0{,}25$ мкФ; $C_2=1000$ пФ; $C_3=C_5=0{,}022$ мкФ; $C_4=6800$ пФ. В качестве интегрирующего усилителя $У_1$ использована интегральная микросхема К1УТ401Б.

По характеру рабочих процессов рассмотренные выше инверторы с независимым возбуждением относятся к классу нерегулируемых инверторов. Их выходное напряжение пропорционально напряжению питания и при изменении последнего оказывается нестабильным.

Необходимость регулирования выходных напряжений переменного тока в соответствии с законом изменения маломощного управ-

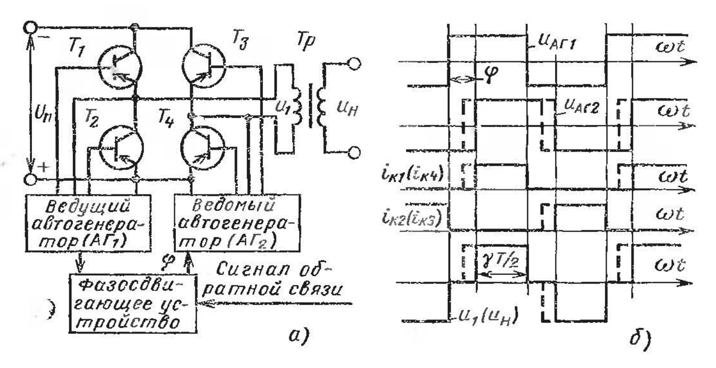


Рис. 8-19. Регулируемый инвертор (*а*) и осциллограммы, иллюстрирующие его работу (*б*).

ляющего сигнала привела к разработке класса регулируемых инверторов. В таких устройствах может быть осуществлена также стабилизация выходного напряжения, когда его значение с высокой точностью поддерживается неизменным в условиях изменения напряжения питания и нагрузки.

Простейшим из регулируемых инверторов может служить однофазный мостовой инвертор (рис. 8-19, *а*), управление силовыми транзисторами которого осуществляется таким образом, что в течение некоторой части рабочего полупериода первичная обмотка силового трансформатора оказывается подключенной к питающей

сети, а в течение остальной части рабочего полупериода она закорачивается накоротко силовыми транзисторами T_1 и T_3 или T_2 и T_4. Выходное напряжение инвертора при таком управлении имеет ступенчатую форму с паузой при его нулевом значении (рис. 8-19, *б*), а выходное напряжение определяется соотношением между длительностями обоих этапов.

Для рассматриваемого инвертора действующее значение выходного напряжения равно:

$$U_{\text{н.эф}} = \sqrt{\gamma}\, U_{\text{п}} \frac{w_2}{w_1}, \tag{8-24}$$

а его среднее значение

$$U_{\text{н.ср}} = \gamma\, U_{\text{п}} \frac{w_2}{w_1}, \tag{8-25}$$

где γ — относительная длительность импульса выходного напряжения; w_1 и w_2 — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток силового трансформатора.

Схема управления простейшего регулируемого инвертора (рис. 8-19, *а*) обычно выполняется из двух автогенераторов $АГ_1$ и $АГ_2$, работающих синхронно и со сдвигом во времени. От каждого из автогенераторов управляющие сигналы подаются к силовым транзисторам разных плеч мостовой схемы: от $АГ_1$ к транзисторам T_1 и T_2, от $АГ_2$ к транзисторам T_3 и T_4. Фазовый сдвиг между выходными напряжениями $АГ_1$ и $АГ_2$ осуществляется фазосдвигающим устройством в зависимости от величины сигнала обратной связи. В качестве фазосдвигающих устройств в регулируемых инверторах широкое практическое применение получили магнитные усилители [1, 22] и времязадающие *RC*-цепочки [24].

Магнитные усилители отличаются простотой, малыми габаритами и массой, обладают высокой чувствительностью к изменениям сигнала управления и большим коэффициентом усиления по мощности, малочувствительны к изменениям температуры окружающей среды. Однако при сравнительно высоких частотах их применение становится затруднительным.

На рис. 8-20 приведена схема управления регулируемого инвертора с магнитным усилителем в качестве фазосдвигающего устройства [22]. Эта схема включает в себя задающий автогенератор, выполненный на транзисторах T_1 и T_2, и ведомый автогенератор, выполненный на транзисторах T_3 и T_4; причем частота автоколебаний задающего автогенератора должна превышать частоту автоколебаний ведомого. В момент насыщения магнитного усилителя *МУ* к открытому транзистору ведомого автогенератора прикладывается запирающее напряжение, в результате чего происходят переключение его транзисторов и смена полярности выходного напряжения. Момент насыщения магнитного усилителя определяется сигналом обратной связи. Сигналы, снимаемые со вторичных обмоток трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ обоих автогенераторов, используются для управления силовыми транзисторами инвертора, приведенного на рис. 8-19, *а*. Одна из наиболее распространенных схем управления регулируемых инверторов с фазосдвигающими *RC*-цепочками изображена на рис. 8-21 [24]. Здесь роль резистора *RC*-цепочки играет регулирующий транзистор T_5, который обеспечивает перезаряд конденсатора *С* постоянным по

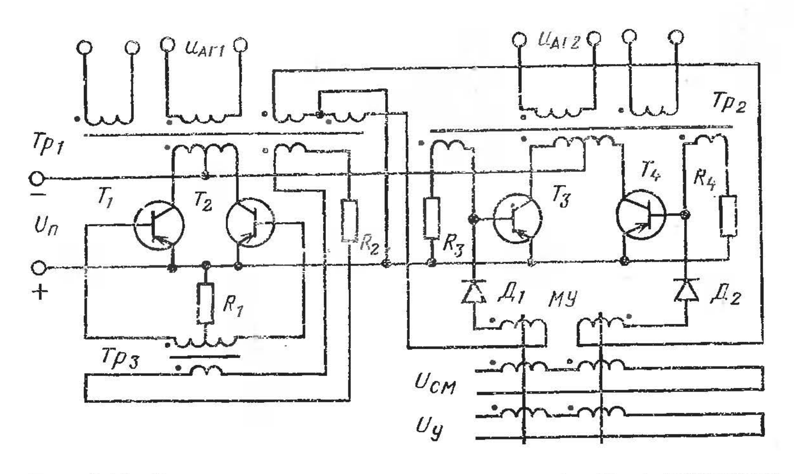


Рис. 8-20. Схема управления регулируемого инвертора с магнитным усилителем в качестве фазосдвигающего устройства.

значению током. Увеличивая или уменьшая с помощью сигнала обратной связи ток в цепи транзистора T_5, можно осуществить изменение скорости перезаряда конденсатора C. Переключение транзисторов T_3 и T_4 ведомого автогенератора и изменение полярности его выходного напряжения в данной схеме будут соответствовать моменту, когда напряжение на конденсаторе C превысит сум-

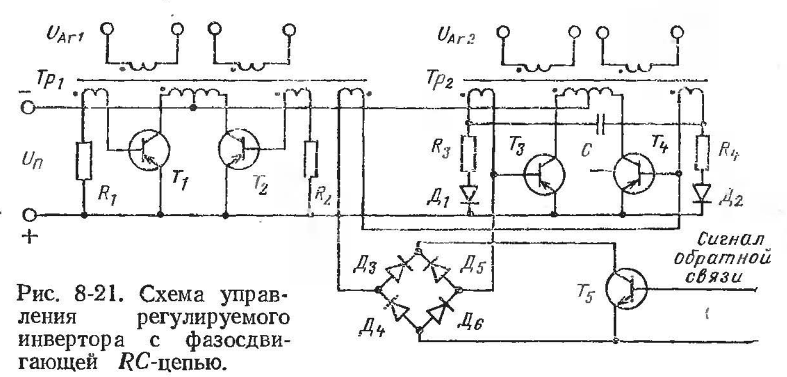


Рис. 8-21. Схема управления регулируемого инвертора с фазосдвигающей RC-цепью.

му напряжений на обеих обмотках положительной обратной связи, а к базовому электроду ранее закрытого транзистора будет приложено отпирающее смещение.

В заключение отметим, что простейшие инверторы с независимым возбуждением (см. рис. 8-12) получили широкое практическое применение для питания нагрузок с мощностью от 20 до 100 Вт и более при сравнительно низких частотах преобразования (до

2—5 кГц). Силовые каскады таких инверторов, как правило, выполняют иа силовых бездрейфовых транзисторах. В этом случае процесс открывания очередной группы транзисторов при подаче на их вход отпирающего смещения от внешнего генератора происходит сравнительно медленно, в результате чего коммутационные перегрузки силовых транзисторов будут небольшими.

Использование силовых дрейфовых транзисторов в силовых каскадах простейших инверторов с независимым возбуждеиием характеризуется большими коммутационными перегрузками этих транзисторов. Причина их появления заключается в том, что открывание дрейфовых транзисторов происходит практически мгновенно (скорость нарастания тока через силовой дрейфовый транзистор при его открывании может достигать 10^7—10^8 А/с), а рассасывание избыточных носителей и выход закрываемых транзисторов из режима их насыщения в режим усиления происходят сравнительно медленно (примерно доли — единицы микросекунд). В течение всего этого времени обмотка силового трансформатора оказывается закороченной открытыми транзисторами и имеет место режим короткого замыкания источника питания.

Поэтому использование дрейфовых транзисторов в силовых каскадах инверторов с независимым возбуждением должно сопровождаться мерами по уменьшению коммутационных перегрузок с помощью линейных (см. рис. 8-15) или нелинейных (см. рис. 8-16) дросселей, что приводит к усложнению схемы управления силового каскада.

Еще лучшие результаты в этом случае дает использоваиие дополнительных положительиых обратных связей (см. рис. 8-17), практически полностью исключающих коммутационные перегрузки силовых транзисторов. Такие усовершенствованные усилители мощиости широко используются в современиых ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры при сравнительно высоких частотах преобразования (до 20—50 кГц), выполняются преимуществеиио на силовых дрейфовых транзисторах и характеризуются высокими энергетическими показателями.

8-5. Специальные транзисторные инверторы

Под специальными транзисторными инверторами мы будем понимать однофазные инверторы с синусоидальным выходным напряжением, двух- и трехфазные инверторы. Такие преобразовательные устройства по сравнению с рассмотренными в предыдущих параграфах имеют значительно более узкие области практического применения. Первые из названных инверторов в основном используются для питания различных маломощных измерительных трансформаторов, сельсинов и других датчиков угла поворота. Двух- и трехфазные инверторы предназначены главным образом для питания различных электродвигателей и других электромагнитных механизмов.

Как известно, перемеиное напряжение прямоугольной формы содержит широкий спектр гармонических (синусоидальных) составляющих. Здесь, кроме основной гармоники, частота которой равна частоте переменного напряжения, присутствуют также гармонические составляющие с частотами, в 3, 5, 7, 9, 11 раз и т. д. превышающими частоту основной гармоники:

$$u_н = \frac{4U_н}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \dots\right),$$

где $U_н$ — амплитуда переменного напряжения; $\omega = 2\pi f$.

Гармонический спектр прямоугольиого напряжеиия изображен иа рис. 8-22. Здесь по оси абсцисс отложена относительная часто-

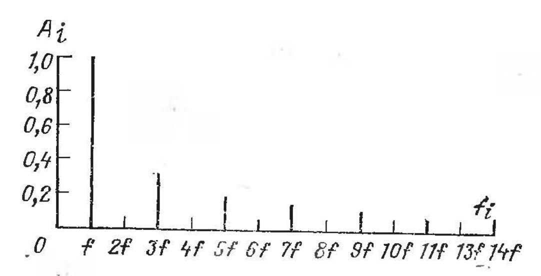


Рис. 8-22. Гармонический состав перемеиного напряжения прямоугольной формы.

та гармоиических составляющих, а по оси ордииат их отиосительная амплитуда (амплитуда основной гармоники иапряжеиия и ее частота условно приняты за единицу).

Степень приближения формы кривой любого сигнала к сииусоидальиой принято оценивать значением коэффициента нелинейных искажений $K_{н.н}$, равным

$$K_{н.н} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1}, \qquad (8\text{-}26)$$

где U — действующее значение напряжения сигиала; U_1 — действующее значение его основиой гармоники.

Для перемеииого иапряжения прямоугольиой формы $K_{н.н} = 48{,}4\%$. Уменьшение содержания высших гармоиик в кривой выходного иапряжеиия инвертора с целью приближения ее к синусоидальиой достигается различными способами, иаиболее распространеиными из которых являются реализация ступенчатой формы переменного напряжения и использование реактивных сглаживающих фильтров.

Для ступенчатого напряжения простейшей формы ($u_н$ на рис. 8-19, *б*), которое имеет место на выходе простейших регулируемых инверторов (см. рис. 8-19, *а*), коэффициент нелииейных искажений является функцией угла регулирования [1]:

$$K_{н.н} = \sqrt{\frac{\pi^2\gamma}{8\cos[(1-\gamma)\pi/2]} - 1}, \qquad (8\text{-}27)$$

где γ — относительная (по отношению к рабочему полупериоду) длительиость импульса выходного напряжения.

График, построенный в соответствии с последией формулой, изображен на рис. 8-23. В том случае, когда длительность импульса выходного напряжения инвертора составляет $^2/_3$ длительности рабочего полупериода ($\varphi=60$ эл. градусов), из гармонического спектра выходиого напряжения полностью удаляются гармоники, крат-

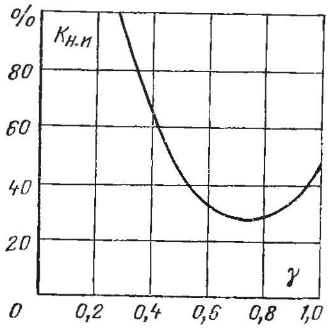


Рис. 8-23. Зависимость коэффициента нелинейных искажений напряжения ступенчатой формы от относительной длительности импульса.

ные трем (рис. 8-24). Переменное напряжение такой формы ($K_{н.н}=31,2\%$) имеет место на выходе простейших трехфазных инверторов, которые будут рассмотрены ниже.

Для дальнейшего приближения ступенчатой формы выходного напряжения инвертора к синусоидальиой необходимо увеличить число «ступенек». Для устранения 3-й, 5-й, 7-й,... *p*-й гармониче-

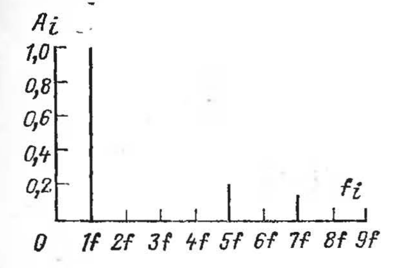


Рис. 8-24. Гармонический состав переменного напряжения ступенчатой формы, когда длительность импульса составляет $^2/_3$ длительности рабочего полупериода.

ских составляющих из кривой ступенчатого выходного иапряжения необходимо всего $n=0,25(p+1)$ «ступенек». При этом амплитуда произвольно выбранной *m*-й «ступеньки» M_m и ее фазовый угол

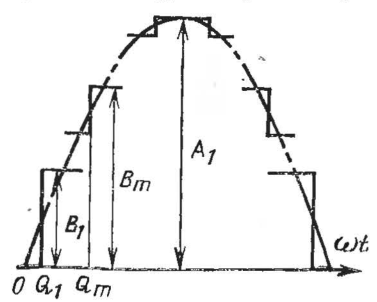


Рис. 8-25. Аппроксимация переменного напряжеиия синусоидальной формы сложным ступенчатым напряжением.

Q_m, отсчитанный от момента прохождения напряжения через нулевое значение (рис. 8-25), должны выбираться из следующих условий:

$$M_m = A_1 \sin \frac{\pi m}{2n+1} \left[\frac{\pi}{2(2n+1)} \operatorname{cosec} \frac{\pi}{2(2n+1)} \right];$$

$$Q_m = \frac{\pi}{2} \frac{2m-1}{2n+1},$$

где A_1 — амплитуда основной гармоники выходного напряжения; m — порядковый номер «ступеньки» ($m=1, 2, 3, ..., n$).

На рис. 8-26 показана зависимость коэффициента нелинейных искажений переменного напряжения ступенчатой формы от числа

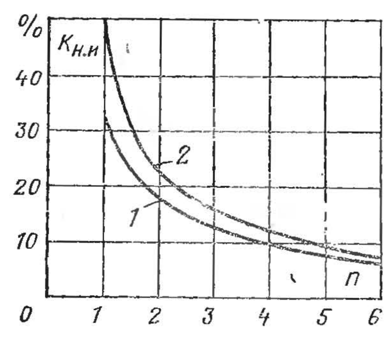


Рис. 8-26. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от числа «ступенек» в кривой аппроксимирующего напряжения (см. рис. 8-25).

«ступенек». Кривая 1 соответствует случаю, когда существует «ступенька» при нулевом значении напряжения, кривая 2 — случаю, когда такой ступеньки нет.

Получение ступенчатой формы переменного напряжения осуществляется на практике путем скачкообразного изменения коэффициента трансформации инверторного трансформатора. Для этой цели с помощью дополнительных силовых полупроводниковых приборов производится переключение отводов либо первичной, либо вторичной его обмотки.

В качестве примера на рис. 8-27, *а* приведена схема силового каскада инвертора со ступенчатым выходным напряжением. Здесь каждая половина первичной обмотки силового трансформатора *Тр* выполнена из двух секций w_1' и w_1'', к концам которых подключены силовые транзисторы. Пусть, например, до момента t_1 (рис. 8-27, *б*) в инверторе закрыты все транзисторы T_1—T_4. Напряжение на нагрузке при этом равно нулю. В момент t_1 открывается транзистор T_1 и к первичной обмотке трансформатора $(w_1' + w_1'')$ прикладывается напряжение питания. В момент t_2 открывается транзистор T_3 и напряжение питания прикладывается только к секции w_1' первичной обмотки *Тр*. При этом напряжение на секции w_1'' закрывает диод $Д_1$, а выходное напряжение увеличивается в $(w_1' + w_1'')/w_1'$ раз.

При закрывании транзистора T_3 (момент t_3) напряжение пи-

тания через открывшийся диод $Д_1$ и открытый транзистор T_1 вновь прикладывается ко всей первичной полуобмотке *Тр*, а выходное напряжение инвертора скачком уменьшается до прежнего уровня. В момент t_4 (рис. 8-27, *б*) транзистор T_1 закрывается, выходное напряжение инвертора становится равным нулю.

Открыванием транзистора T_2 (момент t_5) начинается следующий полупериод работы инвертора, в течение которого сохраняется описанный выше порядок переключения транзисторов: в момент t_6 открывается T_4 и закрывается $Д_2$, в момент t_7 транзистор T_2 вновь закрывается и открывается диод $Д_2$, в момент t_8 оба тран-

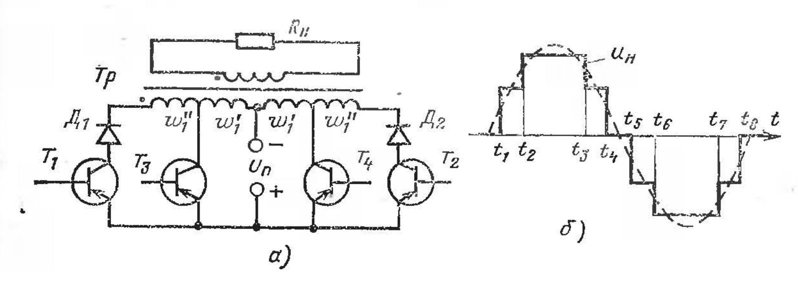


Рис. 8-27. Схема силовой части инвертора со ступенчатым выходным напряжением (*а*) и его форма (*б*).

зистора T_2 и T_4 (равно как и транзисторы T_1 и T_3) закрыты. Далее процессы в схеме силового каскада периодически повторяются. Требуемая последовательность переключения транзисторов обеспечивается соответствующей подачей управляющих сигналов с выхода задающего генератора.

Следует отметить, что показанная на рис. 8-27, *б* форма напряжения будет иметь место для рассматриваемого каскада только в случае нагрузки чисто активного характера. При индуктивно-активной нагрузке форма выходного напряжения данного инвертора сильно искажается, а коэффициент нелинейных искажений существенно возрастает. Причина этого заключена в накоплении индуктивно-активной нагрузкой электромагнитной энергии, которая возвращается в источник питания при каждой коммутации силовых транзисторов — при закрывании T_1 (T_2), T_3 (T_4) и открывании $Д_1$ ($Д_2$).

Возможно также выполнение рассматриваемого инвертора из нескольких регулируемых инверторных каскадов (рис. 8-19, *а*), работающих синхронно (т. е. с одинаковой частотой), но обеспечивающих на выходе прямоугольные двухполярные импульсы разной длительности. При суммировании выходных напряжений таких каскадов получается переменное напряжение многоступенчатой формы.

Известны также инверторы, состоящие из двух инверторных каскадов, которые работают синхронно со сдвигом во времени на 30 эл. градусов. Каждый из этих каскадов обеспечивает на своем выходе одноступенчатое напряжение ($u_н$ на рис. 8-19, *б*) с длительностью импульса, равной $^2/_3$ длительности рабочего полупериода. Управление транзисторами рассматриваемого инвертора осуществляется от логической схемы, которая включает в себя двоично-шестеричный счетчик и четыре схемы, реализующие функции И и ИЛИ.

Из реактивных сглаживающих фильтров для получения синусоидального выходного напряжения из прямоугольного или ступенчатого наиболее широкое применение на практике получили Г-образные фильтры *LC*-типа. На рис. 8-28 приведены зависимости коэффициента нелинейных искажений напряжения на выходе таких фильтров [1] для прямоугольного напряжения (заштрихованная область *1*) и ступенчатого напряжения с длительностью им-

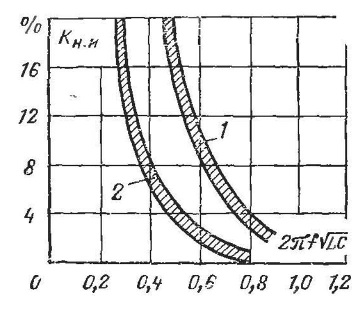


Рис. 8-28. Зависимость коэффициента нелинейных искажений напряжения на выходе *LC*-фильтра для прямоугольного (*1*) и ступенчатого (*2*) напряжений на его входе.

пульса, равной $^2/_3$ длительности рабочего полупериода (заштрихованная область *2*). Каждая из заштрихованных областей охватывает диапазон нагрузок от чисто активной (верхняя граница) до чисто индуктивной (нижняя граница). В качестве аргумента при построении графиков на рис. 8-28 использована относительная частота фильтра (*L* — индуктивность дросселя фильтра, включенного последовательно с нагрузкой, *C* — емкость конденсатора фильтра, включенного параллельно нагрузке). Пользуясь графиками, приведенными на рис. 8-28, можно по требуемому значению коэффициента нелинейных искажений и заданной форме переменного напряжения на выходе инвертора определить требуемое значение произведения *LC*.

Остановимся кратко на основных принципах построения двух- и трехфазных инверторов, выполненных на базе однофазных автогенераторов (см. рис. 8-9).

На рис. 8-29, *а* приведена принципиальная схема простейшего трехфазного инвертора, выполненного из трех однофазных автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 8-9,*б*). Временные диаграммы, поясняющие работу рассматриваемого устройства, изображены на рис. 8-29, *б*.

Рассмотрим порядок работы автогенераторов в кольцевой пересчетной схеме, изображенной на рис. 8-29, *а*, для чего зададимся произвольным первоначальным состоянием схемы. Пусть, например, транзисторы T_1, T_3 и T_5 открыты, а транзисторы T_2, T_4 и T_6 закрыты.

Допустим, что полярность пришедшего тактового импульса такова, что плюс подается на вывод *1* выходной обмотки трансформатора Tp_4 задающего генератора. В этом случае напряжение синхронизации U_c, суммируясь с напряжением обмотки w_3 трансформатора Tp_3, через диод $Д_1$ переключит транзистор T_1 из открытого состояния в закрытое. Под действием положительной обратной связи в автогенераторе на транзисторах T_1 и T_2 последний открывается, а полярность напряжения на обмотках трансформа-

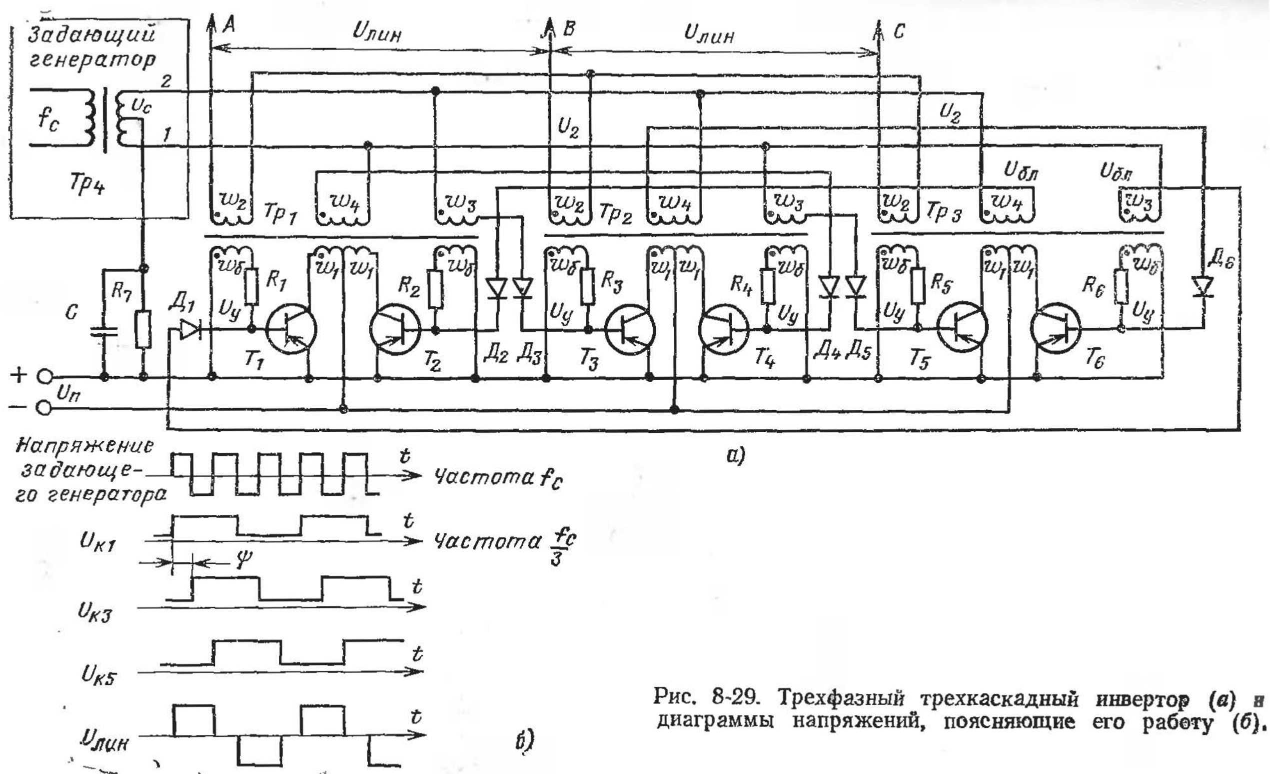


Рис. 8-29. Трехфазный трехкаскадный инвертор (*а*) и диаграммы напряжений, поясняющие его работу (*б*).

тора $Тр_1$ изменяется на противоположную по сравнению с начальной. Транзисторы в других автогенераторах останутся в исходном состоянии, так как для их переключения необходимо, чтобы сумма напряжения на обмотке w_3 (или w_4) и задающего генератора U_c превысила напряжение на обмотке положительной обратной связи. Полярность же его должна быть при этом такова, чтобы плюс подавался на базу открытого транзистора, а диод в цепи синхронизации был открыт.

При смене полярности напряжения синхронизации плюс подается на вывод 2 вторичной обмотки выходного трансформатора задающего генератора. Напряжение синхронизации в этом случае суммируется с напряжением обмотки w_3 трансформатора $Тр_1$, закрывает транзистор T_3 и способствует открыванию T_4. Состояние остальных транзисторов в течение рассматриваемого полупериода напряжения синхронизации остается неизменным. При очередной смене полярности напряжения синхронизации произойдет переключение транзисторов в следующем по очереди автогенераторе.

Принудительное переключение транзисторов в одном из автогенераторов при каждой смене полярности напряжения синхронизации приводит к тому, что напряжения на выходе автогенераторов окажутся сдвинутыми на угол $2\pi/3$ друг относительно друга. Таким образом, постоянство угла сдвига фаз в рассматриваемом инверторе обеспечивается самим порядком переключения транзисторов в автогенераторах.

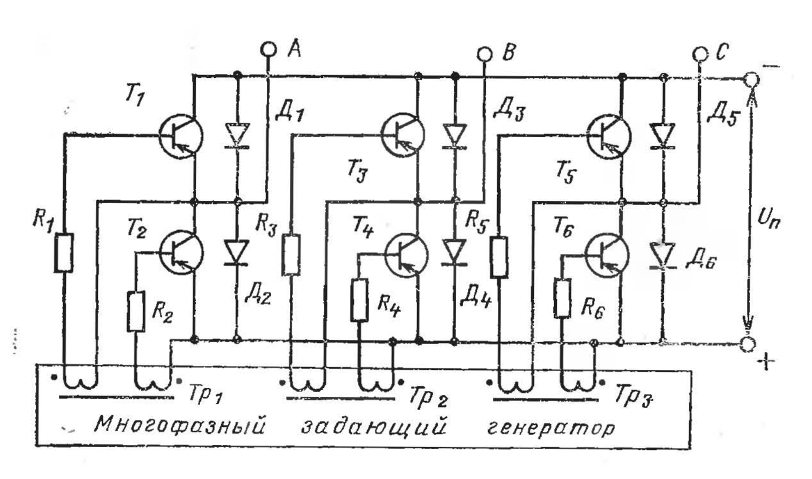


Рис. 8-30. Трехфазный мостовой каскад на транзисторах *p-n-p* типа.

Рассмотренный инвертор может быть использован непосредственно для получения трехфазного напряжения или в качестве маломощного задающего генератора для мощного трехфазного инвертора. В первом случае выходные обмотки w_2 соединяются в звезду, как показано на рис. 8-29, *а*, а фазы *A*, *B* и *C* подключаются ко входу нагрузки. Во втором случае со вторичных обмоток трансформаторов $Тр_1$—$Тр_3$ (на каждом из них должно быть по

две идентичные обмотки) напряжения подаются на вход транзисторов трехфазного силового каскада, как показано на рис. 8-30. В диагональ мощного трехфазного каскада (рис. 8-30) нагрузка может включаться либо непосредственно, либо через силовой трехфазный трансформатор, первичные обмотки которого подключаются к фазам *A*, *B* и *C*. Возможно использование трех однофазных трансформаторов, первичные обмотки которых соединены в звезду и подключены к фазам *A*, *B* и *C*, а вторичные, также соединенные в звезду, подключены к нагрузке.

Силовой каскад трехфазного инвертора может выполняться как на транзисторах *p-n-p* типа (рис. 8-30), так и на транзисторах *n-p-n* типа.

При практическом выполнении кольцевой пересчетной схемы, как показано на рис. 8-29, диоды $Д_1$—$Д_6$ часто подключают не к базам соответствующих транзисторов T_1—T_6, а к дополнительным отводам от середин обмоток положительной обратной связи $w_б$. Кольцевые пересчетные схемы, выполненные на базе транзисторных автогенераторов, могут характеризоваться весьма длительным (до нескольких сотен периодов тактовых импульсов) процессом синхронизации в момент их запуска. Причина такого переходного процесса лежит в нарушении логики переключений каскадов под действием внутренней положительной обратной связи в каждом из автогенераторов. Неупорядоченное переключение транзисторов в каскадах многофазного инвертора в момент его запуска приводит к значительным перегрузкам транзисторов.

Для исключения переходного процесса синхронизации такой кольцевой пересчетной схемы частота собственных автоколебаний каждого из автогенераторов должна выбираться значительно меньшей, чем частота выходного напряжения инвертора. В зависимости от соотношения между остаточным потоком Φ_r в магнитопроводах трансформаторов автогенераторов кольцевой пересчетной схемы и потоком насыщения Φ_s частота собственных автоколебаний f_0 каждого из автогенераторов в схеме, изображенной на рис. 8-29, должна выбираться из условия

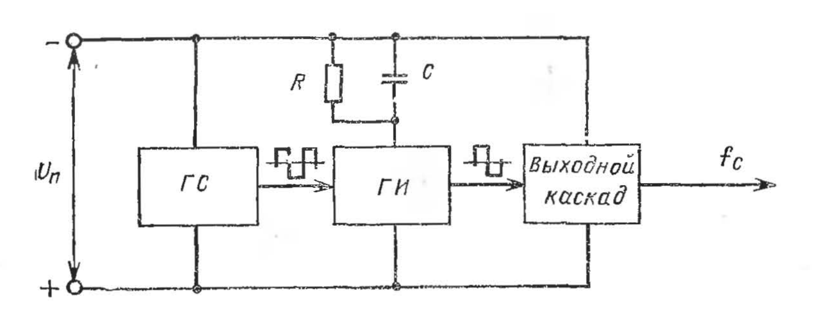
$$f_0 \leqslant \frac{1}{6} f_c \left(1 - \frac{\Phi_r}{\Phi_s}\right).$$

Таким образом, для исключения переходного процесса синхронизации простейшей кольцевой пересчетной схемы частота собственных автоколебаний каждого из ее автогенераторов должна быть выбрана тем меньшей, чем более прямоугольной петлей перемагничивания обладает используемый в магнитопроводах трансформаторов ферромагнитный материал. Очевидно, что уменьшение f_0 при неизменном значении f_c связано с увеличением массы и габаритов трехфазного инвертора. В тех случаях, когда это нежелательно, для исключения переходного процесса синхронизации возможен запуск кольцевой пересчетной схемы при повышенной частоте тактовых импульсов.

В этом случае генератор тактовых импульсов включает в себя, помимо генератора импульсов стабильной частоты *ГС*, который обеспечивает требуемую стабильность частоты выходного напряжения инвертора, также генератор импульсов плавно изменяющейся частоты *ГИ* (рис. 8-31). В качестве последнего может быть использован автогенератор с насыщающимся силовым трансформато-

ром (см. рис. 8-9, *а, б*), в цепь питания которого следует включить дифференцирующее звено.

После подачи на генератор напряжения питания частота тактовых импульсов на его выходе плавно уменьшается от некоторого начального значения, определяемого напряжением на входе *ГИ* и параметрами его трансформатора, до иомннального значения,



Рнс. 8-31. Усовершенствованный задающий генератор трехфазного инвертора.

когда происходнт синхронизация *ГИ* импульсами с выхода *ГС*. Прн выполненин последнего неравенства многофазная система управляющнх импульсов на выходе кольцевой пересчетной схемы устанавливается практически мгновенно.

В качестве примера практической реалнзации простейших трехфазных инверторов ниже дано краткое описание инвертора на выходную мощность 250 В·А при коэффициенте мощности нагрузки $\cos\varphi_н=0{,}6$, напряжение питання 36 В; частота выходного напряжения 400 Гц; его значенне (линейное напряжение) — 31 В; форма

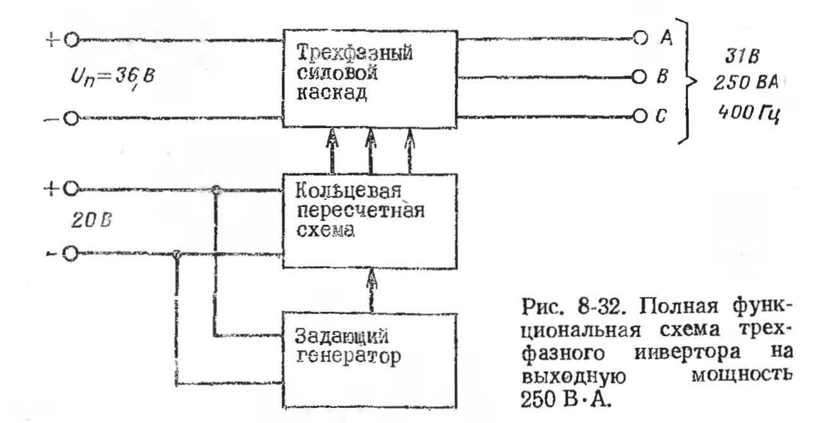


Рис. 8-32. Полная функциональная схема трехфазного инвертора на выходную мощность 250 В·А.

выходного напряжения ступенчатая с длительностью импульса, равной $^2/_3$ длительности рабочего полупериода.

Инвертор (рис. 8-32) состоит из трех каскадов: силового, кольцевой пересчетной схемы и задающего генератора. Силовой каскад выполнен на транзисторах типа П210Б по схеме, изображенной на рис. 8-30. В качестве диодов $Д_1—Д_6$ использованы диоды типа КД202А, сопротивление резисторов $R_1=R_2=...=R_6$ равно 9 Ом. Нагрузку включали в диагональ трехфазного моста (выводы *A, B, C*) без силового трансформатора.

Кольцевая пересчетная схема выполнена в соответствии с рис. 8-29,*а*, за исключением того, что диоды $Д_1—Д_6$ типа Д310 подключены не к базам транзисторов $T_1—T_6$ (как показано на рис. 8-29, *а*), а к отводам от средних точек обмоток $w_б$. Данные трансформаторов $Tp_1—Tp_3$: сердечник ОЛ 16×26-10 из ХВП 0,08 мм; $w_1=227$ витков; $w_б=46$ витков (отвод от середины обмотки); $w_3=w_4=15$ витков; $w_2=38$ витков. В качестве транзисторов $T_1—T_6$ (см. рис. 8-29, *а*) выбраны транзисторы типа ГТ403И. Сопротивление резисторов $R_1—R_6$ равно 100 Ом. Напряжение питания кольцевой пересчетной схемы равно 20 В. В качестве R_7 использован переменный резистор (сопротивлением 1 кОм), который служит для установки требуемой амплитуды тактовых импульсов, обеспечивающей нормальную логику работы инверторов.

Задающий генератор выполнен по схеме, изображенной на рис. 8-31. В качестве генератора стабильной частоты $f_c=1200$ Гц использован двухтактный генератор со стабилизирующим *LC*-контуром [6], в качестве генератора импульсов с плавно изменяющейся частотой — автогенератор по схеме на рис. 8-9, *б*, в цепь питания которого включена *RC*-цепь (рис. 8-31). Частота тактовых импульсов в процессе запуска инвертора изменялась от 6—7 до 1,2 кГц. Выходной каскад задающего генератора представляет собой обыкновенный усилитель мощности (см. рис. 8-12,*а*), который обеспечивал постоянство амплитуды тактовых импульсов в процессе запуска инвертора. Напряжение питания задающего генератора 20 В, все его каскады выполнены на транзисторах ГТ403И.

В тех случаях, когда предъявляются более жесткие требования к форме кривой выходного напряжения многофазных инверторов, можно либо использовать на выходе последних фильтры высших гармоник, либо создавать шести-, двенадцати-, двадцатичетырехфазные преобразователи, в которых не требуются фильтры высших гармоник. Так как наличие фильтров на выходе инвертора при работе его на электродвигатель может привести к появлению нежелательных резонансных явлений, в частности к самораскачиванию электродвигателя, то предпочтительнее использовать многофазные преобразователи.

На рис. 8-33, *а* показана схема шестикаскадного инвертора, у которого амплитуда любой высшей гармоники не превышает 10% амплитуды основной гармоники. Здесь выходной трансформатор задающего генератора имеет 12 выходных обмоток, каждая из которых включена в базовую цепь одного из силовых транзисторов $T_1—T_{12}$. Все шесть каскадов инвертора по-прежнему соединены в кольцевую пересчетную схему, обеспечивающую переключение транзисторов только одного, строго определенного плеча при очередной смене полярности тактовых импульсов. Инвертор такого типа (рис. 8-33, *а*) состоит из двух трехфазных мостовых автогенерато-

ров, выходные напряжения которых сдвинуты относительно друг друга на 30 эл. градусов.

Вторичные обмотки двух выходных трехфазных трансформаторов Tp_1 и Tp_2 соединены таким образом, чтобы получить на выходе трехфазное напряжение, по форме близкое к синусоидальному (рис. 8-33, *б*). Первичные обмотки Tp_1 и Tp_2 соединены в звезду.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА (КОНВЕРТОРЫ)

9-1. Основные схемы преобразователей постоянного тока

В настоящей главе рассматриваются преобразовательные устройства, которые при питании от источника постоянного тока обеспечивают на своем выходе одно или несколько напряжений постоянного тока, причем все выходные цепи электрически изолированы друг от друга и от источника питания.

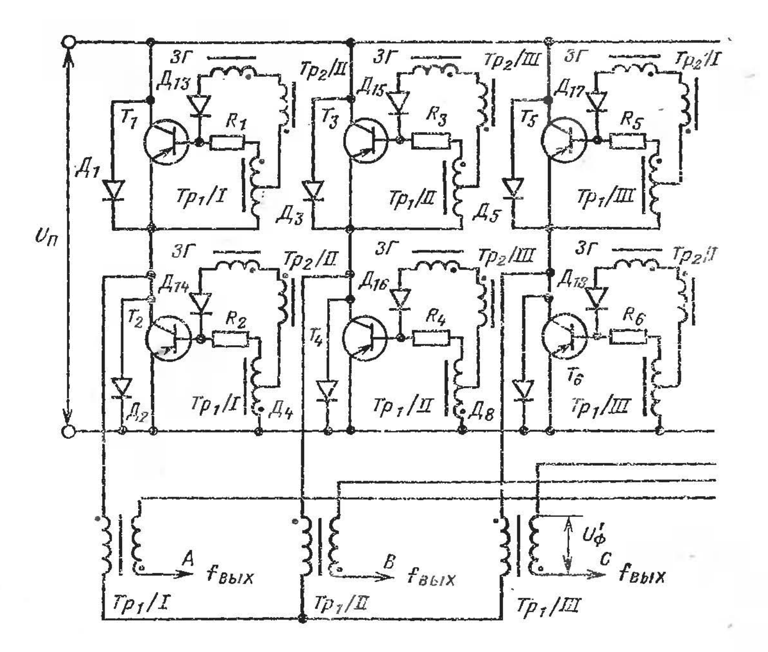
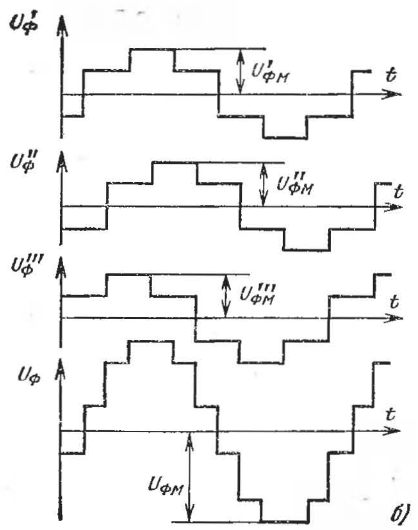


Рис. 8-33. Трехфазный шестикаскадный мостовой инвертор (*а*)

а)



и временные диаграммы, поясняющие его работу (*б*).

Одна из простейших схем преобразователей постоянного тока приведена на рис. 9-1. Преобразователь состоит из силового транзистора T, трансформатора $Тр$, выпрямительного диода $Д_1$ и конденсатора фильтра. В открытом состоянии транзистора T к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение питания (положительный полюс источника питания подключен к концу первичной обмотки $Тр$) и в трансформаторе запасается электромагнитная энергия. Диод $Д_1$ при этом закрыт суммой напряжений на вторичной обмотке трансформатора и конденсаторе фильтра, а нагрузка от преобразователя отключена. Конденсатор фильтра, разряжаясь на сопротивление нагрузки, обеспечивает протекание тока в ней при закрытом диоде $Д_1$.

При закрывании транзистора T полярность напряжений на обмотках трансформатора изменяется скачком вследствие того, что значение и направление тока в обмотках трансформатора скачкообразно изменяться не могут. Трансформатор при этом играет роль дросселя, включенного в цепь постоянного тока.

Изменение полярности напряжения на вторичной обмотке $Тр$ приводит к открыванию выпрямительного диода, в результате чего нагрузка вновь подключается к трансформатору, и электромагнитная энергия, запасенная в нем, поступает в нагрузку и заряжает конденсатор фильтра.

Трансформатор тока $ТТ$, включенный в цепь первичной обмотки $Тр$, служит для создания положительной обратной связи и уменьшения мощности управляющего сигнала, подаваемого на вход транзистора T. Через вторичную обмотку $ТТ$ и переход база—эмиттер открытого транзистора протекает ток управления, пропорциональный току коллектора T и удерживающий последний в режиме насыщения.

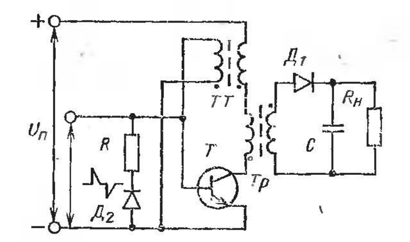


Рис. 9-1. Простейшая схема преобразователя постоянного тока.

На вход преобразователя подаются двухполярные импульсы. Импульс положительной полярности открывает транзистор T, который затем удерживается в открытом состоянии за счет тока, протекающего через вторичную обмотку трансформатора $ТТ$. Импульс отрицательной полярности закрывает транзистор T и прекращает действие положительной обратной связи. Выходное напряжение преобразователя зависит от соотношения между длительностями открытого и закрытого состояний транзистора, при его изменении осуществляется регулировка или стабилизация напряжения на нагрузке.

Преобразователь (рис. 9-1), как правило, применяется для питания маломощных нагрузок. Он характеризуется плохим использованием силового транзистора по току и напряжению, плохим использованием конденсатора фильтра и подмагничиванием трансформатора $Тр$, в обмотках которого протекает постоянная состав-

ляющая тока. Последнее приводит к увеличению габаритов трансформатора и повышенным потерям мощности в нем, вследствие чего к.п.д. такого устройства обычно невелик. К числу достоинств данного преобразователя следует отнести простоту его силовой части, минимально возможное число силовых полупроводниковых приборов, возможность сравнительно просто осуществить регулирование и стабилизацию напряжения на нагрузке.

В последнее время в связи с переходом на повышенные частоты преобразования в ИВЭ интерес к преобразователям подобного типа возрос. Сейчас известны случаи практического выполнения таких преобразователей на мощности до нескольких десятков ватт при частотах преобразования до 50—70 кГц.

Значительно более широкое практическое применение в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры получили преобразователи постоянного тока, выполненные на базе однофазных транзисторных инверторов, которые были рассмотрены в предыдущей главе. Такие устройства включают в себя инвертор, преобразующий напряжение постоянного тока в ряд требуемых напряжений переменного тока прямоугольной формы, и выпрямители со сглаживающими фильтрами, которые осуществляют обратное преобразование — выпрямление выходных напряжений и сглаживание их пульсаций (рис. 9-2).

Ввиду ограниченной мощности транзисторного инвертора воздействие на него выпрямителя со сглаживающим фильтром может существенно изменить режим работы устройства в целом по срав-

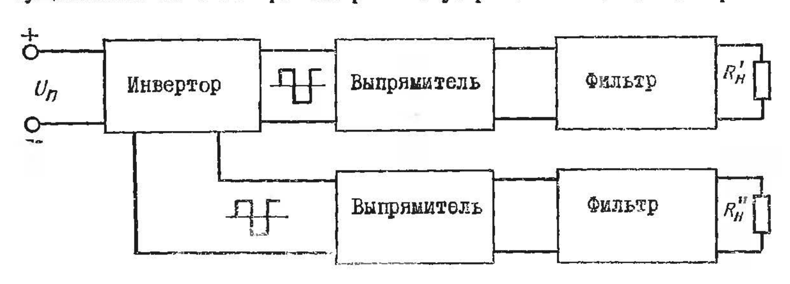


Рис. 9-2. Функциональная схема преобразователя, выполненного на базе двухтактного инвертора.

нению с идеализированным случаем питания выпрямителя от мощного источника переменного напряжения прямоугольной формы, который был рассмотрен в гл. 4. Это определяет необходимость исследования преобразователя постоянного тока как единой электрической системы.

Рассмотрим процессы в транзисторных инверторах при работе на выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром. В интервалах медленных электромагнитных процессов, когда одна часть силовых транзисторов инвертора находится в открытом состоянии, а другая — в закрытом, конденсатор сглаживающего фильтра полностью заряжен и выпрямитель с фильтром эквивалентен случаю чисто активной нагрузки инвертора. Такой случай был рассмотрен нами в гл. 8. Специфика выпрямителя как нелинейной нагрузки инвертора проявляется главным образом в интервалах коммута-

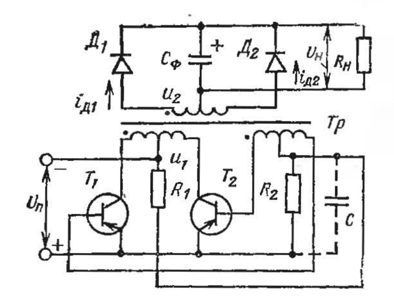


Рис. 9-3. Преобразователь постоянного тока, выполненный на базе транзисторного автогенератора с насыщающимся силовым трансформатором.

ционных процессов, когда инерционность выпрямительных диодов совместно с накоплением энергии в конденсаторе фильтра существенным образом сказывается на характере процессов в инверторе.

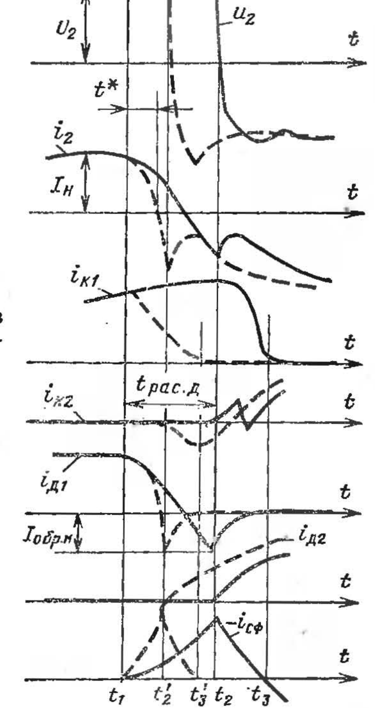


Рис. 9-4. Осциллограммы токов и напряжений в схеме преобразователя по рис. 9-3.

В качестве примера рассмотрим процессы в преобразователе постоянного тока, выполненном на базе автогенератора с насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 8-9,*а*). Схема рассматриваемого преобразователя приведена на рис. 9-3; осцилло-

граммы токов и напряжений, иллюстрирующие происходящие в ией процессы,— на рис. 9-4.

Пусть в момент времени t_1 открытый транзистор T_1 автогенератора выходит из режима насыщения и напряження иа обмотках трансформатора начинают уменьшаться. С этого момента начинается также уменьшение тока $i_{д1}$ через вторичную обмотку насыщенного трансформатора и выпрямительный диод $Д_1$.

До тех пор, пока выпрямительный диод $Д_1$ находится в открытом состоянии, прямое напряжение на нем мало и ие превышает иескольких десятых долей вольта, ко вторичной обмотке траисформатора оказывается приложенным напряжение конденсатора фильтра. Последний благодаря накопленной в нем энергии поддерживает напряжение на вторичной обмотке (а следовательио, и на всех остальных обмотках) траисформатора практически неизмеиным. При этом напряжение иа вторичиой обмотке изменяется только на значение прямого напряжения открытого диода выпрямителя. После прохождения через свое нулевое значение тока $i_{д1}$ начинается разряд конденсатора $C_ф$ через закрываемый диод выпрямнтеля, обусловленный рассасыванием нзбыточных иосителей заряда в его базовой области и сопровождающийся протеканием через него обратного тока.

После окончания этого процесса (момент t_2 или t_2'' иа рис. 9-4) начинается резкий спад обратного тока через закрываемый диод $Д_1$, сопровождающийся резкнм изменением полярности напряжений на обмотках трансформатора и открыванием диода $Д_2$ в выпрямителе. В дальнейшем происходит дополнительиый заряд конденсатора фнльтра через вновь открывшийся транзистор T_2 и диод $Д_2$. По окончании заряда $C_ф$ выпрямитель с фильтром вплоть до момеита следующей коммутации транзисторов в инверторе эквивалентеи случаю его активной нагрузки.

Включение конденсатора C (см. рис. 8-9, a) качествеино не изменяет процессы в выпрямителе с фильтром, но приводит к существениому ускоренню процессов коммутации (см. пуиктириые кривые на рис. 9-4). Дополнительный разряд $C_ф$ через закрывающиеся выпрямительные диоды и низкоомную вторичиую обмотку иасыщенного трансформатора $Тр$ приводит к зиачительному увеличению пульсаций выходных напряжений преобразователя по сравнению со случаем идеальных (безынерционных) выпрямительных диодов. При этом основной причиной таких пульсаций является внутреннее сопротивление конденсатора фильтра, которое для электролитических конденсаторов может достигать единиц ом при емкости в десятки мкФ и долей ома при емкости в сотни мкФ.

Амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке зависит от инерциониости выпрямнтельных диодов, скорости коммутации тока силовыми траизисторами инвертора и внутреннего сопротивления коиденсатора фильтра. Для рассматриваемого преобразователя постоянного тока (прн отсутствин в схеме инвертора коиденсатора C) амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке $\Delta U_{н\sim}$ определяется следующим выражением:

$$\Delta U_{н\sim} \approx \frac{U_н \, t_{рас.д}}{L'_{\mu s} + L_2} \left(\frac{t_{рас.д}}{2C_ф} + R_п \right), \qquad (9\text{-}1)$$

где $U_н$ — постоянная составляющая выходного напряжения; $t_{рас.д}$ — время рассасывания избыточных носителей в базовых об-

ластях выпрямительных диодов; $C_ф$ и $R_п$ — емкость конденсатора фильтра и его эквивалентное последовательное сопротивление; $L'_{\mu s}$ и L_2 — индуктивность намагничивания трансформатора Tp в насыщенном состоянии, приведенная в цепь вторичной обмотки, и индуктивность рассеяния последней. Входящая в выражение (9-1) длительность интервала рассасывания избыточных носителей $t_{рас.д}$ может быть вычислена с помощью графика, изображенного на рис. 9-5.

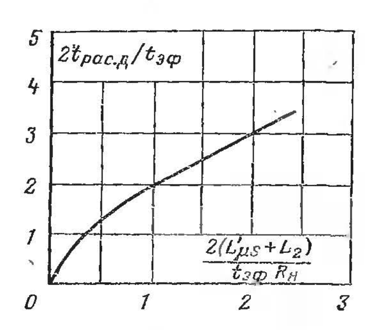


Рис. 9-5. График для определения длительности интервала рассасывания избыточных носителей заряда в базовой области закрываемого диода выпрямителя ($t_{рас.д}$).

Из выражения (9-1) нетрудно получить расчетную формулу для определения требуемой емкости конденсатора фильтра исходя из заданного уровня пульсаций напряжения на нагрузке:

$$C_ф \approx t_{рас.д} \Bigg/ 2 \left(\frac{\Delta U_{н\sim}}{U_н} \; \frac{L'_{\mu s}+L_2}{t_{рас.д}} - R_п \right). \qquad (9\text{-}2)$$

Амплитуда обратного тока через выпрямительные диоды для рассматриваемого преобразователя равна:

$$I_{обр.м} = I_н - \frac{U_н}{L'_{\mu s}+L_2} \; t_{рас.д} \qquad (9\text{-}3)$$

и при $t_{рас.д} \geqslant 2\,(L'_{\mu s}+L_2)/R_н$ превышает значение тока нагрузки.

Включение конденсатора C (см. рис. 9-3), как отмечалось выше, приводит к ускорению коммутационных процессов в схеме рассматриваемого преобразователя. В этом случае применение в выпрямителе сравнительно инерционных диодов может привести к существенному (в несколько раз) уменьшению потерь мощности в силовых транзисторах инвертора на их коммутацию. При этом, однако, возрастает амплитуда обратного тока через выпрямительные диоды, резко увеличиваются пульсации выходного напряжения преобразователя, что в свою очередь приводит к необходимости неоправданного увеличения массы и габаритов сглаживающего фильтра. Поэтому наиболее эффективной мерой улучшения эксплуатационных характеристик таких преобразователей является использование в выходных выпрямителях по возможности менее инерционных диодов.

Следует отметить, что учет инерционных свойств полупроводниковых приборов и эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора фильтра при анализе быстрых процессов и рас-

чете требуемой емкости конденсатора фильтра является обязательным. Даже в случае, когда автогенератор выполнен на силовых инерционных бездрейфовых транзисторах, а выпрямитель — на обыкновенных выпрямительных диодах, учет указанных параметров позволяет избежать недопустимо больших ошибок при таких расчетах.

В качестве примера на рис. 9-6 приведены зависимости уровня пульсаций выходного напряжения преобразователя (см. рис. 9-3) от емкости конденсатора фильтра для следующего частного случая: $U_н = 10$ В; $L'_{\mu s} + L_2 = 40$ мкГ; $f = 820$ Гц; $\bar{t}_{эф} = 8$ мкс — эффективное время жизни избыточных носителей в базовой области выпрямительного диода; $I_н = 1,3$ А; $R_п C_ф = 60$ мкс$=$const. Кривая *1* на рис. 9-6 соответствует расчету по формуле (9-1), кривая *2* — экспериментальным данным, кривая *3* — расчету по идеализированной формуле (4-7), не учитывающей инерционных свойств полупроводниковых приборов и эквивалентного сопротивления конден-

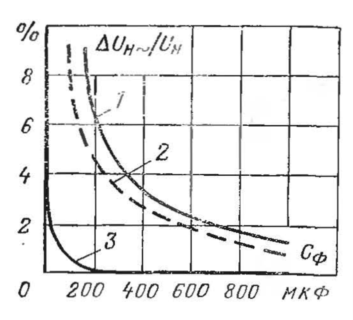


Рис. 9-6. Зависимости уровня пульсаций выходного напряжения преобразователя от емкости конденсатора фильтра.

сатора фильтра. Длительность фронтов переменного напряжения в режиме холостого хода преобразователя, входящая в формулу (4-7), по результатам измерений составляла 3 мкс. Сравнение приведенных на рис. 9-6 кривых показывает, что для получения сравнительно малых пульсаций напряжения на нагрузке в фильтре требуется конденсатор с емкостью в десятки — сотни раз большей, чем это получается для идеализированного случая.

В преобразователях постоянного тока могут быть принципиально использованы все автогенераторы, рассмотренные в предыдущей главе. Как и для описанного выше преобразователя (см. рис. 9-3), во всех преобразователях данного типа вплоть до момента полного закрывания соответствующих выпрямительных диодов напряжения на всех обмотках силового трансформатора остаются практически неизменными, несмотря на значительные изменения токов в коллекторах транзисторов автогенератора. При этом спад тока в коллекторах закрываемых транзисторов происходит при малом значении приложенного к ним напряжения, что приводит к существенному уменьшению динамических потерь мощности в силовых транзисторах по сравнению с рассмотренным в предыдущей главе случаем чисто активной нагрузки автогенератора. В преобразователях, выполненных на базе автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором, такие потери мощности могут отсутствовать. В этом случае полное закрывание очередных транзисторов в автогенераторе происходит до того, как про-

изойдет закрывание ранее открытых выпрямительных диодов.

Формулы для расчета требуемой емкости конденсатора фильтра, амплитуды обратного тока через выпрямительные диоды, потерь мощности в силовых транзисторах и диодах и т. п. в случае преобразователей постоянного тока, выполненных на базе автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором, оказываются весьма громоздкими. Читатели найдут подробную информацию о характере коммутационных процессов в таких преобразователях и необходимые расчетные формулы в специальной литературе [6].

Преобразователи постоянного тока, выполненные на базе автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором, широко используются на практике для питания постоянным током нагрузок при напряжениях 4—6 В с токами в единицы — десятки ампер, так и для питания нагрузок с токами в единицы — десятки миллиампер при напряжениях сотни — тысячи вольт. В последнем случае проявляются некоторые характерные особенности, присущие всем высоковольтным преобразователям и обусловленные наличием у высоковольтных трансформаторов сравнительно большой собственной емкости обмоток.

В качестве примера на рис. 9-7 приведены временны́е диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу высоковольтного преобразователя постоянного тока, выполненного по схеме, изображенной на рис. 9-8. Преобразователь состоит из автогенератора с нелинейным дросселем *ДН*, выполненным на транзис-

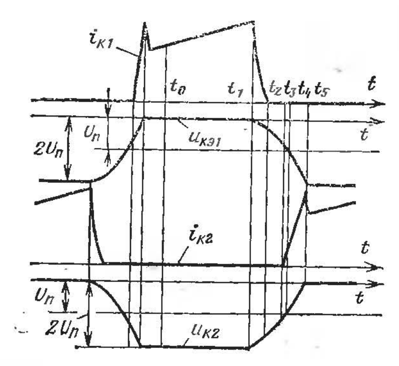


Рис. 9-7. Временны́е диаграммы, иллюстрирующие процессы в высоковольтном преобразователе постоянного тока (см. рис. 9-8).

торах T_1, T_2 и силовом трансформаторе *Тр*, и четырех выходных выпрямителей с емкостными сглаживающими фильтрами. Высоковольтный выпрямитель с выходным напряжением +10 кВ выполнен по схеме с удвоением напряжений на диодах $Д_3$—$Д_6$ и кондесаторах C_1 и C_2. Слаботочные выпрямители с выходными напряжениями +500 и —100 В представляют собой однотактные выпрямители ($Д_7$—$Д_8$ и $Д_9$) с фильтрами C_3 и C_4. Низковольтный выпрямитель с выходным напряжением +12,6 В выполнен по мостовой двухтактной схеме на диодах $Д_{10}$—$Д_{13}$. Резистор R_4 и конденсатор C_5 служат соответственно для точной установки номинального значения выходного напряжения и подавления его пульсаций.

Рассмотрение процессов начнем с момента t_0 (см. рис. 9-7), когда транзистор T_1 автогенератора открыт, а транзистор T_2 закрыт. Собственная емкость высоковольтного трансформатора при

этом полностью заряжена. В интервале t_0—t_1 происходит увеличение коллекторного тока открытого транзистора за счет увеличения намагничивающего тока силового трансформатора.

В момент t_1 насыщается дроссель *ДН* (см. рис. 9-8), транзистор T_1 начинает закрываться — ток в его коллекторе спадает, а напряжение на коллекторе несколько увеличивается. Последнее приводит к уменьшению напряжения на выходных обмотках *Тр*. Как только выходное напряжение на обмотке w_2 уменьшится на значение прямого напряжения диодов $Д_5$ и $Д_6$, последние закрываются под действием напряжения на конденсаторе C_1, которое в интервале t_1—t_2 остается практически неизменным. При закрывании транзистора T_1 напряжения на обмотках *Тр* изменяются незначи-

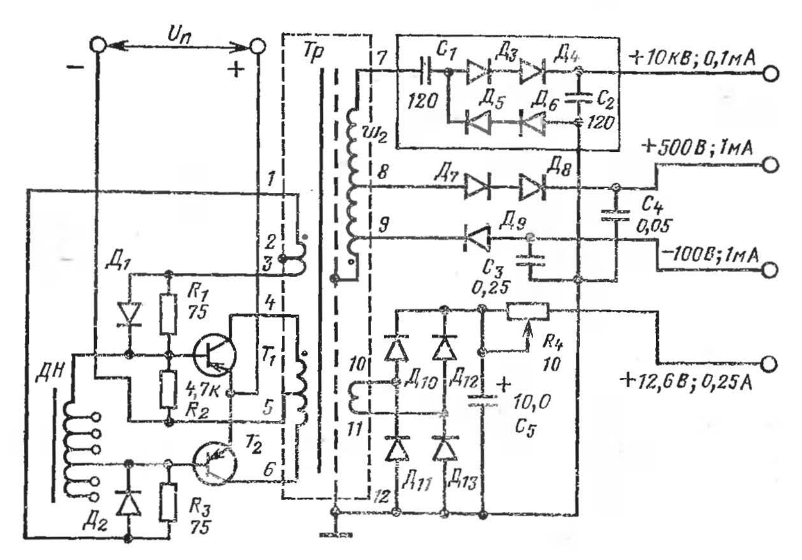


Рис. 9-8. Схема высоковольтного преобразователя постоянного тока.

тельно благодаря энергии, накопленной в собственной емкости C_0 вторичной высоковольтной обмотки *Тр*. После полного закрывания T_1 (момент t_2 на рис. 9-7) продолжается сравнительно медленный разряд C_0, сопровождающийся уменьшением напряжений на обмотках *Тр*.

В момент t_3 заканчивается разряд емкости C_0, вследствие чего изменение магнитного потока в магнитопроводе *Тр* прекращается (оба транзистора T_1 и T_2 при этом закрыты). Начиная с момента t_3 за счет энергии, накопленной в трансформаторе, происходят открывание транзистора T_2 и заряд емкости C_0 до напряжения противоположной полярности.

В интервале t_3—t_4 под действием внутренней положительной обратной связи токи базы и коллектора транзистора T_2 увеличиваются. В момент t_5 заряд собственной емкости вторичной обмотки трансформатора заканчивается, и транзистор T_2 входит в режим насыщения. При дальнейшей работе рассмотренные выше процес-

сы повторяются. Отпайки от обмотки нелинейного дросселя *ДН* используются для экспериментального подбора такого режима его работы, при котором длительность интервала t_2—t_3, когда оба транзистора автогенератора закрыты, была бы минимальной.

Выше были кратко рассмотрены основные схемы преобразователей постоянного тока, выполненных на базе транзисторных автогенераторов и имеющих на выходе емкостный сглаживающий фильтр. Вследствие того, что конденсатор фильтра в данных устройствах разряжается в течение сравнительно малого времени переключения диодов в выходном выпрямителе, такой фильтр оказывается весьма эффективным и обеспечивает достаточно малый уровень пульсаций выходного напряжения при весьма малых его габаритах.

Использование сглаживающих фильтров *LC*-типа в рассмотренных преобразователях является нежелательным. Как было показано в гл. 4, при работе выпрямителя с фильтром *LC*-типа возникает кратковременный режим короткого замыкания, при котором в момент смены полярности переменного напряжения все диоды выпрямителя оказываются одновременно открытыми благодаря энергии, накопленной в дросселе фильтра.

В тех случаях, когда роль инвертора в преобразователях постоянного тока выполняет автогенератор, такой режим короткого замыкания при достаточно большой индуктивности дросселя фильтра может привести к нарушению условий существования регенеративного процесса в моменты коммутации транзисторов автогенератора. В схеме преобразователя постоянного тока возникают прерывистые автоколебания, причем длительность паузы напряжения $t_п$ соответствует времени спада тока в дросселе фильтра до своего нулевого значения. В качестве примера таких прерывистых автоколебаний на рис. 9-9 приведены осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу транзисторных автогенераторов на выпрямитель с фильтром *LC*-типа.

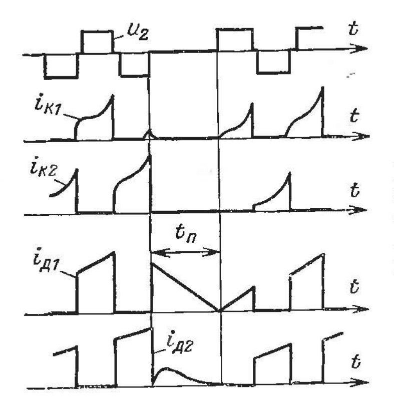


Рис. 9-9. Вид прерывистых автоколебаний в схеме преобразователя постоянного тока со сглаживающим фильтром *LC*-типа на выходе.

В тех случаях, когда требуется повысить коэффициент сглаживания пульсаций, а емкостный фильтр оказывается неэффективным (например, недопустимо большой разброс падений напряжений на диодах выпрямителя и транзисторах автогенератора, боль-

шая неидентичность полуобмоток трансформатора и т. п.), целесообразно использовать фильтры *CLC*-типа (рис. 9-10). Последние совмещают в себе достоинства простейших *C*- и *LC*-фильтров. Здесь входной конденсатор небольшой емкости $C'_ф$ служит для облегчения условий коммутации силовых транзисторов в инверторе, а $Др_ф$ и $C''_ф$ обеспечивают эффективное сглаживание пульсаций выходного напряжения. К существенным недостаткам такого фильтра (равно как и *LC*-фильтра) относится появление значительных изменений выходного напряжения в моменты коммутации нагрузки преобразователя.

При проектировании таких фильтров следует иметь в виду, что наличие паразитных индуктивностей монтажа и индуктивностей

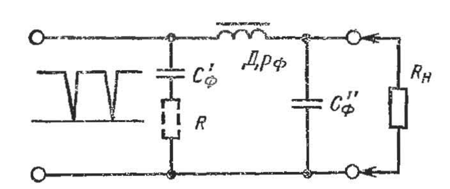


Рис. 9-10. Сглаживающий *C-L-C* типа.

рассеяния обмоток силового трансформатора может приводить в случае малой емкости конденсатора $C'_ф$ к появлению высокочастотных колебаний в кривой напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора, к колебательному характеру токов в ее цепи и коллекторах силовых транзисторов. Для подавления таких колебаний последовательно с $C'_ф$ рекомендуется включить резистор *R* с сопротивлением около 1—3 Ом, как показано пунктиром на рис. 9-10. Включение такого резистора качественно не изменяет общего характера коммутационных процессов в преобразователях постоянного тока.

Наряду с автогенераторами в преобразователях постоянного тока широко используют транзисторные инверторы с независимым возбуждением. Рассмотрим процессы в преобразователе данного типа, который включает в себя простейший инвертор с независимым возбуждением и выпрямитель с емкостным фильтром (рис. 9-11). Осциллограммы токов и напряжений для данного пре-

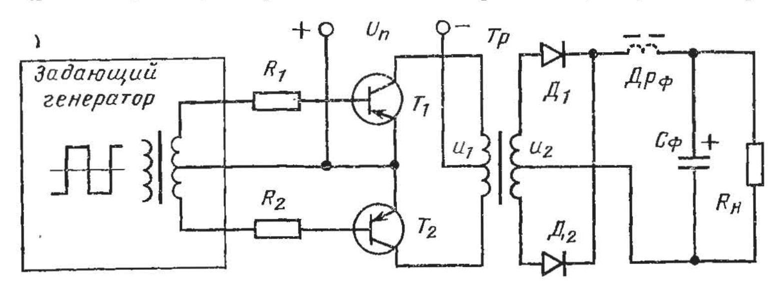


Рис. 9-11. Преобразователь постоянного тока, выполненный на базе инвертора с независимым возбуждением.

образователя приведены на рис. 9-12 (дроссель $Др_ф$ в схеме на рис. 9-11 отсутствует).

Пусть до момента t_0 был открыт транзистор T_1 и закрыт транзистор T_2, конденсатор $C_ф$ полностью заряжен и ток через него равен нулю. В момент t_0 скачком изменилась полярность напряжения на выходе задающего генератора, что привело к появлению открывающего сигнала на входе транзистора T_2 и закрывающего сигнала на входе транзистора T_1. В интервале рассасывания избыточных носителей $t_0—t_1$ в базе T_1 ток коллектора последнего на-

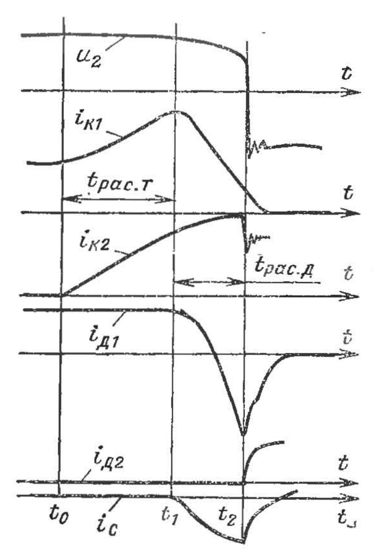


Рис. 9-12. Осциллограммы, иллюстрирующие процессы в преобразователе по рис. 9-11 в случае емкостного фильтра на его выходе ($Др_ф$ отсутствует).

растает в соответствии с законом увеличения тока в коллекторе T_2. В момент t_1 процесс рассасывания избыточных носителей в базе T_1 заканчивается и напряжение на его коллекторе несколько увеличивается. Начиная с момента t_1, в преобразователе имеет место процесс рассасывания избыточных носителей в базовой области диода $Д_1$, который заканчивается в момент t_2.

Для определения длительности интервала рассасывания $t_{рас.д}$ можно воспользоваться графиком на рис. 9-5, отложив по оси абсцисс значение $2\tau_т/(1+K_{нас1}+K_{нас2})\,t_{эф}$, где $K_{нас1}$ и $K_{нас2}$— коэффициенты насыщения транзисторов T_1 и T_2.

Расчет требуемой емкости конденсатора фильтра для данного случая следует проводить по формуле [6]

$$C_ф \approx \frac{t_{рас.д}}{2\left[\frac{\Delta U_{н\sim}}{I_{К\,нас}\,(1+K_{нас1}+K_{нас2})}\;\frac{\tau_т}{t_{рас.д}} - R_п\right]}. \quad (9\text{-}4)$$

Отсутствие положительной обратной связи в силовом каскаде инвертора с независимым возбуждением и невозможность в связи с этим срыва его нормальной работы при кратковременных перегрузках позволяют широко использовать сглаживающие фильтры

LC-типа на выходе преобразователей рассматриваемого класса. В качестве примера на рис. 9-13 приведены осциллограммы, иллюстрирующие работу простейшего инвертора с независимым возбуждением на выпрямитель со сглаживающим фильтром *LC*-типа (см. рис. 9-11; дроссель $Д\,р_ф$ в схеме присутствует).

Как было отмечено выше, специфика выпрямителя с фильтром начинает проявляться только при изменении напряжения на обмотках силового трансформатора вследствие выхода открытых транзисторов инвертора из режима насыщения. До этого момента выпрямитель практически эквивалентен случаю активной нагрузки инвертора.

Как видно из рис. 9-13, в момент выхода открытого транзистора T_1 из режима насыщения начинается уменьшение тока через ранее открытый диод $Д_1$. Поскольку за сравнительно малое время коммутации силовых транзисторов ток в дросселе фильтра не успевает существенно измениться, то уменьшение тока через $Д_1$ приводит к появлению и последующему нарастанию тока через второй выпрямительный диод $Д_2$. Таким образом, в течение всего интервала рассасывания избыточных носителей t_2—t_3 инвертор работает в режиме короткого замыкания, а его выходное напряжение равно нулю.

Рис. 9-13. Осциллограммы, иллюстрирующие процессы в преобразователе по рис. 9-11, в случае сглаживающего фильтра *LC*-типа на его выходе.

После окончания этого процесса (момент t_3) на выходе инвертора появляется напряжение противоположной полярности, которое из-за наличия индуктивностей рассеяния и межвитковых емкостей у обмоток силового трансформатора может иметь быстро затухающий колебательный характер (рис. 9-13). Это является основной причиной высокочастотных радиопомех и коммутационных перенапряжений на диодах выпрямителя.

Наряду с простейшими инверторами с независимым возбуждением, обладающими рядом отмеченных в гл. 8 недостатков, в преобразователях постоянного тока широкое практическое применение получили также усовершенствованные инверторы данного типа (см. рис. 8-17). При использовании на выходе выпрямителя емкостного сглаживающего фильтра такие преобразователи характеризуются отсутствием динамических потерь мощности на переключение силовых транзисторов и диодов, что делает их предпочтительными в случае высоких частот преобразования. Динамические потери мощности в транзисторах инвертора равны нулю, так как при закрывании транзисторов и спаде их коллекторных токов практически до нулевых значений приложенное к ним напряжение мало. Динамические потери мощности в выпрямительных диодах также равны нулю вследствие того, что рассасывание избыточных носителей в их базовых областях и их полное закрывание заканчиваются при отсутствии токов через закрываемые диоды.

9-2. Зарядные преобразователи постоянного тока

Особую группу преобразователей постоянного тока образуют так называемые зарядные преобразователи. Такие устройства предназначены для заряда различных накопителей электрической энергии (конденсаторной батареи, аккумулятора и т. п.) от источника ограниченной мощности и широко используются для питания лазеров, ламп-вспышек и других мощных импульсных нагрузок. Характерный режим зарядных преобразователей — периодический заряд накопителя, который после окончания каждого цикла заряда разряжается на мощную нагрузку.

По режиму заряда накопителя электрической энергии зарядные преобразователи можно условно разбить на следующие группы:

1. Нерегулируемые преобразователи постоянного тока (см. § 9-1) с токоограничивающим резистором в выходной цепи. Такие устройства характеризуются низким (не более 30—40%) к.п.д. и являются неэкономичными.

2. Преобразователи постоянного тока с регулируемыми выпрямителями на выходе. Такие преобразователи хотя и обладают высоким к.п.д., однако оказываются весьма сложными при высоких (сотни вольт — десятки киловольт) напряжениях на емкостном накопителе — конденсаторной батарее.

3. Преобразователи с колебательным зарядом накопительных конденсаторов за половину периода собственных колебаний зарядного контура. Наряду с высоким к.п.д. они характеризуются большой установленной мощностью элементов, большими габаритами и массой.

4. Зарядные устройства с преобразователями индуктивно-емкостного типа, в которых создается режим источника тока. В таких устройствах заряд накопителя энергии осуществляется постоянным током, однако их общий к.п.д. вследствие трехкратного преобразования энергии сравнительно невелик, а установленная мощность элементов оказывается большой.

5. Экономичные зарядные преобразователи, в которых заряд накопителя энергии осуществляется пульсирующим током при его неизменном среднем значении.

В качестве примера практической реализации экономичных зарядных преобразователей рассмотрим устройство, схема которого изображена иа рис. 9-14.

Преобразователь состоит из регулируемого однофазного инвертора с высоковольтным трансформатором *Тр*, высоковольтного выпрямителя *Д*$_1$—*Д*$_4$ н зарядного контура, который включает в себя емкостный накопитель $C_н$, дроссель *Др* с индуктивностью $L_з$ и датчик зарядного тока — резистор $R_т$.

Временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу рассматривае-

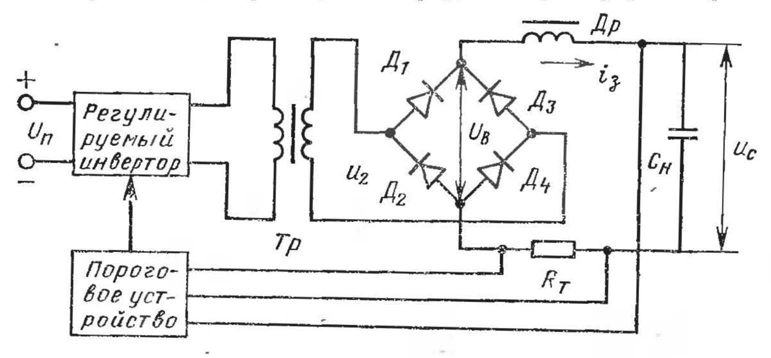


Рис. 9-14. Простейший зарядный преобразователь.

мого зарядного преобразователя, приведены на рис. 9-15. При появлении напряжения на выходе инвертора в зарядном контуре появляется и иачинает иарастать ток $i_з$. Когда этот ток достигает установленного значеиия $I_{з.макс}$, сигнал, снимаемый с $R_т$, воздействует через пороговое устройство на схему управления инвертора

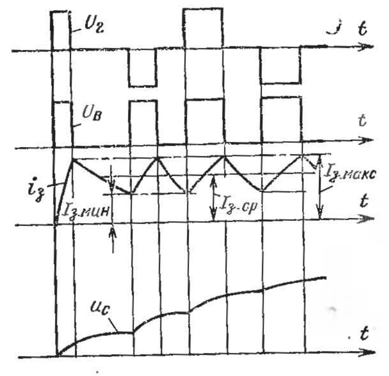


Рис. 9-15. Временны́е диаграммы, иллюстрирующие процессы в зарядном преобразователе по рис. 9-14.

таким образом, чтобы напряжение на выходе инвертора стало равным нулю. Ток в зарядном контуре уменьшается до некоторого значения $I_{з.мин}$, после чего вновь появляется напряженне на выходе инвертора. В дальнейщем процессы в преобразователе повторяются с той разницей, что после каждого цикла заряда иапряжение на накопительном конденсаторе увеличивается.

При достижении максимального значения напряжения на накопительном конденсаторе напряжение на выходе инвертора должно исчезнуть, а конденсатор при этом будет разряжаться в зарядном контуре. Когда напряжение u_c достигнет определенного минимального значения, сигналы управления вновь подаются к силовым переключающим элементам инвертора.

Несколько отличная от предыдущей схема зарядного преобразователя изображена на рис. 9-16. Здесь, как и в предыдущем устройстве, накопительный конденсатор $C_н$ является одним из элементов зарядного контура, в который, кроме $C_н$, входят дроссель *Др* и резистор $R_т$. На вход зарядного контура подается напряжение с выхода высоковольтного выпрямителя, выполненного по мостовой схеме на диодах $Д_1$—$Д_4$.

В качестве инвертора использован обыкновенный транзисторный инвертор с независимым возбуждением. В цепь питания его за-

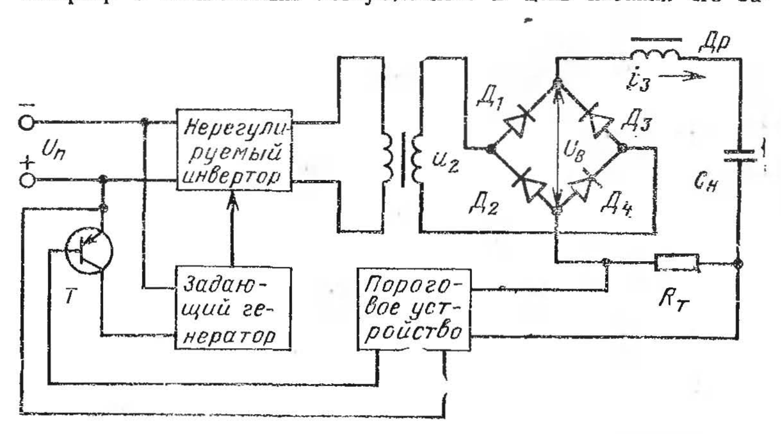


Рис. 9-16. Зарядный преобразователь с нерегулируемым инвертором.

дающего генератора включен дополнительный транзистор *T*, который управляется пороговым устройством. На вход последнего подается сигнал с датчика тока $R_т$.

До тех пор, пока ток в зарядном контуре не достигнет некоторого, заранее установленного максимального значения $I_{з.макс}$, транзистор *T* открыт и на вход высоковольтного выпрямителя с выхода инвертора поступают двухполярные прямоугольные импульсы. При этом к зарядному контуру приложено выпрямленное напряжение постоянного значения $U_в$, и происходит заряд накопительного конденсатора. Когда ток в контуре увеличивается до значения $I_{з.макс}$, транзистор *T* закрывается сигналом с выхода порогового устройства, напряжение на выходе инвертора и входе зарядного контура становится равным нулю, а ток в зарядном контуре начинает уменьшаться. При уменьшении этого тока до значения $I_{з.мин}$ пороговое устройство вновь открывает транзистор в цепи питания задающего генератора инвертора. В дальнейшем процессы в схеме преобразователя повторяются.

Рассмотренные выше преобразователи, предназначенные для заряда емкостного накопителя пульсирующим током с неизменным средним значением $I_{з.ср}$, обладают высокими энергетическими показателями и имеют сравнительно малые габариты и массу. Однако им присущ недостаток — импульсный характер потребляемого тока, что весьма ограничивает область их практического использования. Данный недостаток устранен в более сложном зарядном преобразователе, схема которого изображена на рис. 9-17.

Преобразователь содержит инвертор *И* с высоковольтным выпрямителем *В*, которые преобразуют постоянный ток низкого на-

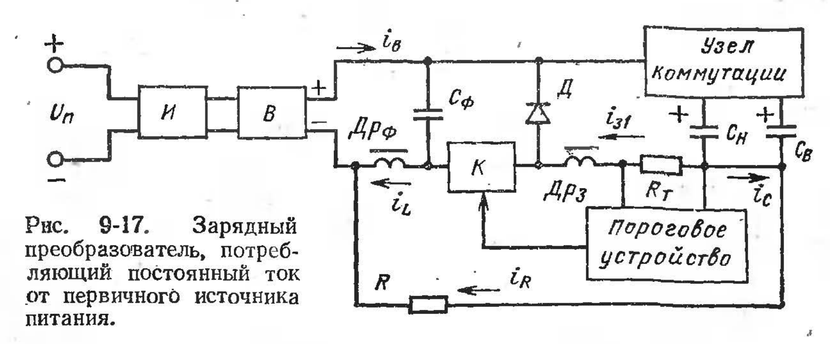


Рис. 9-17. Зарядный преобразователь, потребляющий постоянный ток от первичного источника питания.

пряжения в постоянный ток высокого напряжения; сглаживающий фильтр *LC*-типа ($Др_ф$, $C_ф$); зарядный контур $Др_з R_т C_н$ (или $C_в$); узел коммутации, который подключает ко входу фильтра $Др_ф C_ф$ либо емкостный накопитель $C_н$, либо вспомогательный конденсатор $C_в$; дополнительный зарядный резистор *R* и полупроводниковый ключ *К*, управляемый пороговым устройством.

В начальный момент времени t_1 (рис. 9-18) узел коммутации подключает к плюсовой шине зарядного контура вспомогательный конденсатор $C_в$. Полупроводниковый ключ *К*, управляемый пороговым устройством, обеспечивает практически неизменный ток $i_{з1} = I_{з.ср}$ в дросселе $Др_з$ и резисторе $R_т$ (пределы изменения тока $i_{з1}$ от $I_{з.макс}$ до $I_{з.мин}$ показаны на рис. 9-18). Разряд конденсатора $C_ф$ практически постоянным током $I_{з.ср}$ вызывает увеличение тока i_L в дросселе $Др_ф$ начиная с его нулевого значения. В то же время другая составляющая зарядного тока конденсатора $C_в$ i_R, протекающая через резистор *R*, при неизменном напряжении на выходе высоковольтного выпрямителя спадает по экспоненциальному закону от значения $I_{з.ср}$. Сумма $i_в = i_R + i_L$ в процессе заряда $C_в$ на начальном интервале t_1—t_2 неизменна, что обусловливает постоянство во времени потребляемого инвертором тока.

В момент t_2 (рис. 9-18) узел коммутации обеспечивает подключение емкостного накопителя $C_н$ к зарядному контуру и передачу ему запасенной ранее в конденсаторе $C_в$ энергии, после чего (момент t_3) конденсатор $C_в$ отключается. Начиная с момента t_2 и до момента t_4 емкостный накопитель подключен к зарядному контуру. Его зарядный ток равен сумме тока, протекающего через дроссель $Др_з$ и ключ *К*, и тока через резистор *R*. Как и на предыдущем интервале, сумма тока через резистор $R i_R$ и тока через дроссель

фильтра $Д p_ф i_L$ сохраняется постоянной во времени. Это означает, что и в интервале t_2—t_4 соблюдается постоянство во времени тока, потребляемого инвертором от источника питания.

В момент t_4 узел коммутации отключает емкостный накопитель $C_н$ от зарядного контура и вновь подключает вспомогательный конденсатор $C_в$. Конденсатор $C_н$ при этом разряжается на нагрузку. В дальнейшем процессы в рассматриваемом устройстве повторяются.

9-3. Основы проектирования преобразователей постоянного тока

Исходные данные: значения напряжений и токов нагрузки по каждой из выходных цепей, уровни пульсаций выходных напряжений, напряжение питания и его нестабильность.

Порядок проектирования:

1. Выбираем значение частоты преобразования, исходя из имеющейся у разработчика элементной базы и практического опыта самого разработчика.

Если в распоряжении разработчика имеется широко применяемая в настоящее время, но сравнительно устаревшая элементная база — силовые бездрейфовые транзисторы, обычные выпрямительные диоды, низкочастотные электролитические конденсаторы и т. п., частота преобразования обычно составляет 1—2 кГц. При более низких частотах преобразования существенно возрастают масса и габариты силового трансформатора и сглаживающих фильтров, а также масса и габариты всего преобразователя в целом. При более высоких частотах возрастают динамические потери мощности в силовых транзисторах инвертора и выпрямительных диодах, что вызывает необходимость увеличения теплоотводящих радиаторов; резко падает емкость конденсаторов фильтров, в результате чего их использование значительно ухудшается.

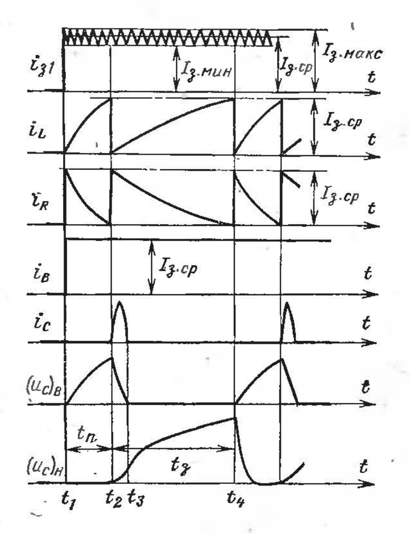


Рис. 9-18. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в зарядном преобразователе по рис. 9-17.

Переход к более высоким частотам преобразования связан с применением современной элементной базы — силовых дрейфовых транзисторов, силовых импульсных диодов, высокочастотных электролитических конденсаторов, высокочастотных ферромагнитных материалов и т. п. — с наличием у разработчиков достаточного опы-

та проектирования высокочастотных преобразовательных устройств.

При наличии у разработчиков указанных элементов частоту преобразования рекомендуется выбирать равной от 5—10 до 20—50 кГц, так как в этом случае обеспечиваются сравнительно малые габариты и масса преобразователей, малые динамические потери мощности в силовых полупроводниковых приборах и достаточно высокий к.п.д. источников питания. Особенности работы преобразователей при более высоких частотах будут рассмотрены в следующей главе.

2. Выбор схемы преобразователя. При малых выходных мощностях (до 5—10 Вт) и низких частотах преобразования (до 1—2 кГц), когда от преобразователей постоянного тока не требуются минимальные габариты и масса, целесообразно выбирать наиболее простые схемы преобразователей, содержащие наименьшее число электрорадиоэлементов (см. рис. 9-1 или рис. 9-2 при использовании в качестве инвертора автогенератора с насыщающимся силовым трансформатором). Преобразователи, выполненные по схеме, изображенной на рис. 9-2, на базе автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором, хотя и содержат значительно большее число элементов по сравнению с преобразователями, выполненными по схеме на рис. 9-1, при прочих равных условиях позволяют использовать менее мощные силовые транзисторы и диоды, значительно уменьшить габариты и массу силового трансформатора и сглаживающего фильтра.

Использование в преобразователях постоянного тока (см. рис. 9-2) более сложных автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором наряду с лучшим использованием силовых полупроводниковых приборов позволяет практически полностью исключить динамические потери мощности в последних, что обеспечивает целесообразность их применения при повышенных частотах преобразования (до 10—50 кГц) и выходных мощностях до 20—50 Вт. При бо́льших значениях выходной мощности, когда с помощью простейших емкостных сглаживающих фильтров не удается обеспечить эффективное сглаживание пульсаций выходных напряжений и появляется необходимость использования сглаживающих фильтров *LC*-типа со значительной индуктивностью фильтрующего дросселя, в преобразователях данного вида более целесообразным является использование инверторов с независимым возбуждением. На практике такие преобразователи применяются при мощности нагрузки до 100—500 Вт и более и частотах преобразования до 10—20 кГц. Для улучшения энергетических характеристик таких преобразователей при высоких частотах преобразования и уменьшения коммутационных перегрузок их силовых полупроводниковых элементов рекомендуется использовать усовершенствованные инверторы с независимым возбуждением (см. рис. 8-17).

В зависимости от имеющихся в распоряжении разработчика типов выпрямительных диодов и выходного напряжения преобразователя (см. рис. 9-2) выпрямители выполняются по схеме с выводом нулевой точки вторичной обмотки силового трансформатора или по мостовой схеме. Первые используются в сильноточных выходных цепях при малом выходном напряжении (4—5 В), когда падение напряжения на выпрямительных диодах соизмеримо со значением выходного напряжения, а также в случае, когда допустимое обратное напряжение для имеющихся у разработчика диодов превышает в 2—2,5 раза выходное напряжение преобразователя. Мостовые схемы выпрямителей обычно используют при выходных

напряжениях более 20—30 В и при отсутствии у разработчика достаточно высоковольтных диодов.

При необходимости обеспечения на выходе преобразователя постоянного тока одинаковых по значению, но противоположных по знаку напряжений (относительно общей шины или корпуса прибора) к одной и той же выходной обмотке силового трансформатора рекомендуется подключать два выпрямителя, как это показано на рис. 9-19. В этом случае удается упростить силовой трансформатор, уменьшить число его обмоток и его габаритную мощность.

3. Расчет преобразователя. Выше было отмечено, что специфика выпрямителя как нелинейной нагрузки инвертора проявляется лишь в кратковременных интервалах переходных процессов переключения силовых полупроводниковых приборов, длительность

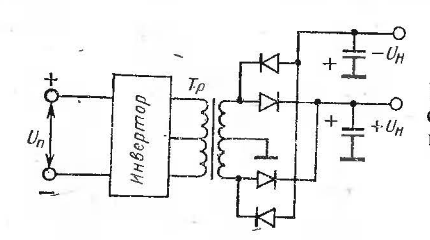


Рис. 9-19. Преобразователь постоянного тока с двухполярным выходным напряжением.

которых во много раз меньше длительности рабочего периода. В остальное время выпрямитель ведет себя подобно активной нагрузке. Поэтому расчет инвертора в преобразователях постоянного тока (см. рис. 9-2) полностью идентичен расчету инвертора для случая активной нагрузки (см. гл. 8). Выбор необходимых типов выпрямительных диодов производится с учетом заданных значений тока нагрузки и выходного напряжения преобразователя.

Наибольшую трудность при расчете представляет определение требуемой емкости конденсатора сглаживающего фильтра. Формулы для ее расчета достаточно сложны и учитывают параметры, характеризующие инерционные свойства силовых транзисторов инвертора и диодов выпрямителя, эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора фильтра и ряд других параметров, которые трудно определить (например, индуктивность намагничивания насыщенного трансформатора). Поэтому такой расчет может быть рекомендован только специалистам, имеющим большой опыт проектирования ИВЭ и обладающим достаточно глубокими знаниями в области их теории. Расчетные формулы можно найти в литературе [6].

Учитывая, что простейшие расчетные формулы, не учитывающие указанных выше параметров, дают ошибку в десятки раз при определении требуемой емкости конденсатора фильтра, рекомендуется определять ее значение экспериментально при отработке макета спроектированного преобразователя.

Для уменьшения габаритов фильтра на выходе преобразователя следует выбирать полупроводниковые приборы с возможно лучшими импульсными свойствами независимо от значения выбранной частоты преобразования. При этом следует избегать использования в инверторе силовых дрейфовых транзисторов, если в выпрямителе применены обыкновенные выпрямительные диоды.

Импульсные свойства диодов выпрямителя должны быть всегда лучше, чем у транзисторов инвертора или в крайнем случае они должиы быть соизмеримы друг с другом.

4. Конструироваине преобразователей постояиного тока. Преобразователи постоянного тока (особенно выполненные на силовых дрейфовых транзисторах и импульсных диодах) характернзуются большой скоростью изменения токов в нх снловых цепях. Это является основной причиной появлення высокочастотных электромагнитных полей, которые приводят к появлению высокочастотных пульсаций напряжения на выходе данных устройств (рис. 9-20).

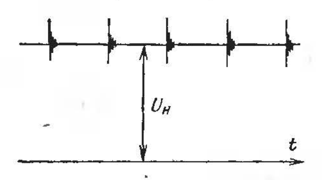


Рис. 9-20. Высокочастотные пульсации выходиого напряжения преобразователя постоянного тока.

Частота таких пульсаций во много раз превышает частоту преобразовання и достигает значения сотен килогерц — десятков мегагерц.

Высокочастотиые пульсации на выходе преобразователей постоянного тока вызывают нарушение нормальной работы радиоэлектронной аппаратуры, выполненной на микросхемах, мешают радиоприему и поэтому являются нежелательными. Для борьбы с нними должны приниматься все меры подавления высокочастотных наводок. Силовые проводники, в которых происходит резкая коммутация токов, должны быть по возможности более короткнми,

Рис. 9-21. Правильный монтаж силового дрейфового транзистора (*а*) и пример правильного монтажа преобразователя (*б*).

для чего силовой трансформатор, силовые транзисторы, диоды и конденсатор фильтра следует располагать в непосредственной близости друг от друга. Провода, в которых происходит одновременная коммутация тока, должны быть скручены между собой таким образом, чтобы наводимые вокруг них высокочастотные электромагнитные поля взаимно уничтожали друг друга.

На рис. 9-21, *а* показан пример правильного выполнения монтажа силового дрейфового транзистора. Монтажные проводники от его эмиттера и коллектора скручены между собой, так же как и проводники от его базы и эмиттера. При таком выполнении монтажа токи в проводниках каждой пары имеют противоположные направления и изменяются в одно и то же время, а электромагнитные поля вокруг них взаимно уничтожают друг друга.

На рис. 9-21, *б* показан пример правильного монтажа простейшего преобразователя постоянного тока. При необходимости обеспечения малого уровня пульсаций выходного напряжения силовой трансформатор помещается в экран, а выходные цепи выполняются попарно скрученными проводами.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ.

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

10-1. Актуальность и пути комплексной миниатюризации источников вторичного электропитания

Миниатюризация радиоэлектронной аппаратуры является главным направлением ее развития и совершенствования. Она позволяет существенно расширить функциональные возможности радиоэлектронной аппаратуры, сделать ее более компактной и надежной. значительно уменьшить габариты и массу.

Основное направление миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры — это переход от дискретных электрорадиоэлементов (транзисторов, диодов, электронных ламп, тиристоров и т. п.) к интегральным микросхемам, которые представляют собой функционально законченные полупроводниковые логические или усилительные узлы. К их числу относятся различные триггеры, логические элементы, операционные усилители, оптроны и большое количество других разнообразных по своему назначению микросхем.

Успехи миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры, достигнутые за последнее время, грандиозны. Так, например, переход на новую элементную базу позволил в десятки — сотни раз уменьшить массу и габариты устройств обработки информации и вычислительной техники по сравнению с массой и габаритами аналогичных устройств, выполненных на дискретных элементах. Массовое применение интегральных микросхем становится также ха-

рактерным для современной радиоприемной и радиопередающей аппаратуры.

Дальнейшему прогрессу в области миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры будут способствовать разработка и широкое практическое внедрение больших интегральных схем. В качестве примеров их практической реализации можно привести выпускаемые промышленностью малогабаритные микрокалькуляторы, представляющие собой малые электронно-вычислительные машины, умещающиеся на человеческой ладони, электронные наручные часы и т. п.

На фоне грандиозных успехов, достигнутых на пути миниатюризации устройств цифровой и аналоговой техники, стало особенно очевидным отставание в области миниатюризации ИВЭ, которые являются неотъемлемой частью любой современной радиоэлектронной аппаратуры. В настоящее время сложилось такое положение, когда габариты и масса ИВЭ оказались недопустимо большими и составляют до 30—40% (а в ряде специальных случаев и более) суммарной массы и габаритов радиоэлектронной аппаратуры, питаемой от них.

Это положение обусловлено следующими объективными причинами.

1. Источники вторичного электропитания являются силовыми преобразовательными устройствами, выполняются на мощных полупроводниковых приборах и содержат громоздкие реактивные (конденсаторы фильтров) и электромагнитные (дроссели фильтров, трансформаторы, магнитные усилители) элементы. Элементная база современных ИВЭ явно устарела — силовые транзисторы, мощные диоды и тиристоры, выполненные в крупногабаритных стандартных корпусах, не позволяют эффективно осуществить миниатюризацию ИВЭ.

2. Современная радиоэлектронная аппаратура предъявляет жесткие требования к качеству питающих напряжений — их стабильности, уровню пульсаций, к электрической изоляции питающих цепей друг от друга и от первичного источника. По мере непрерывного совершенствования элементной базы радиоэлектронной аппаратуры эти требования к ИВЭ непрерывно возрастают.

3. Интегральные микросхемы, которые становятся основой элементной базы современной радиоэлектронной аппаратуры, требуют для своего питания низких напряжений постоянного тока. В свою очередь получение низких выходных напряжений при значительных токах нагрузки препятствуют обеспечению высокого к.п.д. ИВЭ.

4. Значительные потери мощности в ИВЭ, обусловленные их сравнительно невысоким к.п.д. (как правило, к.п.д. таких устройств не превышает 65—75%), приводят к необходимости использования громоздких радиаторов для отвода тепла от силовых элементов.

Миниатюризация ИВЭ приводит к концентрации выделяемого тепла в малых, непрерывно уменьшающихся объемах таких приборов. В то же время возможности теплоотводящих радиаторов к настоящему времени полностью исчерпаны. Как видно, задача миниатюризации ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры может быть эффективно решена только комплексно, посредством уменьшения массы и габаритов одновременно всех компонентов. входящих в состав данных устройств. Основные пути миниатюризации ИВЭ следующие.

1. Резкое повышение частоты преобразования для уменьшения массы и габаритов реактивных и электромагнитных элементов.

2. Разработка и широкое практическое применение более совершенной элементной базы: бескорпусиых мощных полупроводниковых приборов, силовых интегральных микросхем и сборок, высокочастотных электролитических конденсаторов и т. п.

3. Разработка и внедрение новых эффективиых способов отвода тепла от силовых элемеитов, исключающих необходимость использования громоздких теплоотводящих раднаторов. В качестве теплоотводящих элементов ИВЭ целесообразно использовать тепловые трубы.

4. Использование более прогрессивных схемно-технических решений, направленных на уменьшение массы н габаритов ИВЭ рариоэлектронной аппаратуры.

Отметим, что миниатюризация ИВЭ не должна сопровождаться ухудшением их энергетическнх характеристик. В противном случае эффект такой миниатюризации в значительной степени ослабляется вследствие увеличения массы и габаритов первичного источника электрической энергии, что является нежелательиым для автономной радиоэлектронной аппаратуры, пнтающейся от первичного источника ограниченной мощности.

Миниатюризация ИВЭ требует нсключнтельно серьезного отношения со стороны разработчиков радноэлектронной аппаратуры. В настоящее время недопустимо считать такие устройства как простое сочетаиие элемеитарных функциональиых узлов. В них проявляется заметное влияние одного функционального элемента на другой, что приводит к зиачительному изменению их эксплуатационных характеристик по сравнению с идеализированными случаями и требует глубокого нзучеиня сложных процессов, протекающих в них.

Ниже рассматриваются основные слагаемые комплексной миниатюризации ИВЭ радноэлектронной аппаратуры.

10-2. Проблема повышения частоты преобразования в источниках вторичного электропитаиия

Известно, что повышение частоты преобразования в инверторах приводит к существенному уменьшенню массы силового трансформатора и является наряду с миииатюризацией элементной базы преобразовательиой техники и разработкой эффективных методов теплообмена в средствах вторичного электропитания радиоаппаратуры одной из основных мер по уменьшенню массы и габаритов таких устройств.

Зависимость массы силовых трансформаторов $G_р$ от частоты переменного напряжения нллюстрирована графиками, приведенными иа рис. 10-1, которые построены по результатам расчета рядов двухобмоточных трансформаторов с выводом нулевой точки первичной и вторичной обмоток [26]. Эти графики показывают, что увеличеиие частоты от 1 до 5 кГц вызывает уменьшение массы силового трансформатора примерно в 2,1 раза при выходной мощности 10 Вт и в 1,6 раза при выходной мощности 100 Вт. Прн дальнейшем увеличенин частоты масса силовых трансформаторов продолжает уменьшаться. Так, иапример, для трансформаторов с выходной мощностью 25,0 Вт при увелнчении частоты от 1 до 100 кГц масса уменьшается примерно в 10 раз. Аналогичный ха-

рактер имеет также зависимость массы магнитного усилителя от частоты питающего напряжения переменного тока.

Как следует из формулы (7-3), для импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока требуемое значение произведения индуктивности дросселя фильтра $L_ф$ на емкость его конденсатора $C_ф$ обратно пропорционально квадрату частоты. Увеличение частоты преобразования в таких устройствах приводит к значительному уменьшению требуемых значений указанных параметров и сильному уменьшению массы и габаритов сглаживающих фильтров на их входе и выходе.

Так, например, увеличение частоты от 2 до 20 кГц в частном случае $U_{п.макс}=34$ В, $U_н=20$ В, $\Delta U_{н\sim}=35$ мВ, $I_н=1$ А позволяет уменьшить требуемое значение произведения $L_ф C_ф$ с $7{,}3\times10^{-6}$ с^2 до $7{,}3\cdot10^{-8}$ с^2, т. е. в 100 раз, а массу сглаживающего фильтра примерно в 3,5—4 раза. Данное положение сохраняется и для сглаживающих фильтров LC-типа, используемых на выходе других регулируемых и нерегулируемых преобразователей постоянного тока.

Таким образом, повышение частоты преобразования является важным средством уменьшения массы и габаритов реактивных и электромагнитных элементов ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры.

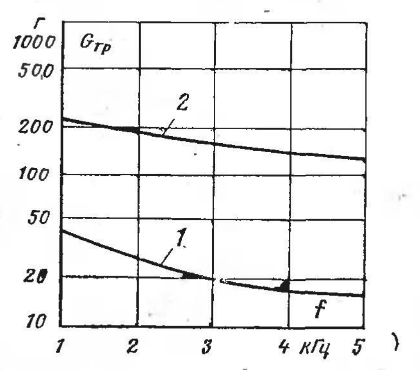


Рис. 10-1. Зависимость массы силоных трансформаторов от частоты переменного напряжения ($1 - P_н=10$ Вт; $2 - P_н=100$ Вт).

С другой стороны, повышение частоты преобразования в значительной степени сдерживается возможным ухудшением энергетических характеристик ИВЭ и отсутствием у большинства их разработчиков достаточного практического опыта проектирования высокочастотных преобразовательных устройств.

По мере повышения частоты преобразования возрастают потери мощности в силовых полупроводниковых приборах, осуществляющих коммутацию токов в силовых цепях ИВЭ возрастают удельные потери мощности в ферромагнитных материалах, используемых в магнитопроводах трансформаторов и дросселей. Первое приводит к необходимости увеличения массы и габаритов теплоотводящих элементов, занимающих значительную часть массы и объема ИВЭ.

Несмотря на увеличение удельных потерь мощности в ферромагнитных материалах, к.п.д. силовых трансформаторов по мере увеличения частоты переменного напряжения несколько увеличивается, что обусловлено уменьшением размеров и массы их магнитопроводов. В качестве примера на рис. 10-2 приведены графики зависимостей к.п.д. трансформаторов различной мощности от частоты переменного напряжения прямоугольной формы. Эти графики построены по результатам расчетов рядов трансформаторов

оптимальной мощности, выполненных на тороидальных сердечниках из электротехнической стали Э-350 при перегреве обмоток, равном 50°С [26].

Как показывают расчеты, для каждого ИВЭ существует некоторая оптимальная частота преобразования, при которой его к.п.д. будет максимальным. С другой стороны, существует и такая частота преобразования, при которой масса и габариты данного ИВЭ будут минимальными. В общем случае значения этих частот могут не совпадать, вследствие чего в одном и том же ИВЭ, как правило, не удается одновременно совместить наименьшие габариты с максимальным к.п.д.

Практический интерес представляет выбор некоторой оптимальной частоты преобразования, при которой достигается определенный компромисс между сравнительно небольшими габаритами и массой ИВЭ и достаточно высоким его к.п.д.

Значение оптимальной частоты преобразования является сложной функцией параметров и режимов работы элементов ИВЭ, его выходной мощности и напряжения питания. Его определение свя-

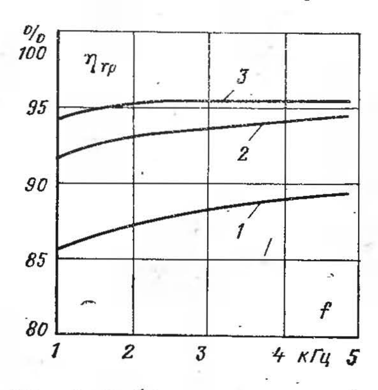


Рис. 10-2. Зависимость к.п.д. силовых трансформаторов от частоты переменного напряжения ($1 - P_н = 10$ Вт; $2 - P_н = 50$ Вт; $3 - P_н = 100$ Вт).

зано с необходимостью разработки достаточно строгих математических моделей современных ИВЭ и использованием для решения этой задачи электронно-вычислительных машин.

В настоящее время эта задача не решена, хотя для некоторых наиболее простых устройств получены практические рекомендации по выбору оптимальной частоты преобразования. На рис. 10-3 в качестве примера приведены графики зависимостей оптимальной частоты преобразования $f_{опт}$, минимальной удельной массы $g_и = G_и \cdot 10 / P_н$ (где $G_и$ — масса инвертора; $P_н$ — мощность его нагрузки) и максимального к.п.д. $\eta_и$ для автогенератора с насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 8-9, *а*), выполненного на низкочастотных силовых транзисторах типа П210. Расчет выполнялся для частного случая — напряжение питания 20 В, трансформатор автогенератора намотан на тороидальном магнитопроводе из пермаллоя 34НКМП толщиной 0,1 мм, перегрев обмоток трансформатора равен 50°С. Сравнительно низкое значение оптимальной частоты преобразования в данном примере явилось результатом выбора неэкономичной схемы инвертора и использования низкочастотных бездрейфовых силовых транзисторов.

Вообще следует отметить, что до недавнего времени в транзисторных преобразовательных устройствах широко применяли си-

ловые бездрейфовые транзисторы типов П26, П210, П214, П216 и др., которые не позволяли повысить частоту преобразования в инверторах свыше 5 кГц. С появлением силовых дрейфовых транзисторов ($f_{h_{21}} \geqslant 0,5 \div 1,0$ МГц и $\tau_т \leqslant 0,1 \div 0,3$ мкс) резко расширились возможности элементной базы в части значительного повышения частоты преобразования в ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры. Поэтому в число первоочередных задач, стоящих перед разработчиками таких устройств, выдвинулись задачи анализа и выбора наиболее экономичных схем основных функциональных узлов, исследования особенностей их работы при частотах в десятки и сотни килогерц, определения диапазона оптимальных частот преобразования и накопления опыта практической разработки высокочастотных преобразовательных устройств.

Повышение частоты преобразования в ИВЭ, как следует из принципа их работы, достигается за счет сокращения длительности электромагнитных процессов. При этом происходят относительное (по отношению к рабочему полупериоду) увеличение длительности фронтов переменного напряжения и интервалов рассасывания из-

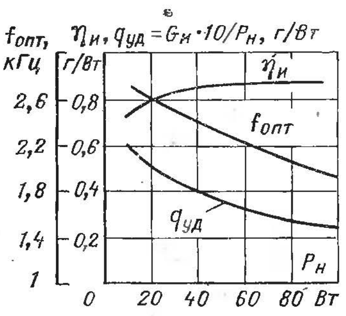


Рис. 10-3. Графики оптимальной частоты преобразования, минимальной массы и максимального к.п.д. для автогенераторов с насыщающимся силовым трансформатором, выполненных на силовых низкочастотных транзисторах.

быточных носителей в базовых областях силовых транзисторов и диодов в моменты их закрывания, а также увеличение динамических потерь мощности в транзисторах и диодах. Та область рабочих частот, при которой длительность коммутационных процессов становится соизмеримой с длительностью рабочего полупериода, а длительность импульса коллекторного тока силовых транзисторов инвертора заметно превышает длительность импульса тока базы, будет называться ниже областью высоких частот преобразования.

Как показали проведенные исследования, транзисторные автогенераторы с насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 8-9) в области высоких частот преобразования оказываются неэффективными из-за резкого ухудшения их энергетических характеристик. Основными причинами уменьшения к.п.д. таких инверторов являются увеличение тока, протекающего через коллекторные цепи транзисторов, и возрастание статических и динамических потерь в транзисторах. Так, например, исследованный автогенератор на мощность 20 Вт, выполненный на силовых дрейфовых транзисторах по схеме, изображенной на рис. 8-9, *б*, при частоте преобразования 30 кГц и напряжении питания 20 В имел к.п.д. всего 50%, в то время как к.п.д. автогенератора с ненасыщающимся силовым трансформатором при тех же условиях превышал 85%.

Особенности работы инвертора с ненасыщающимся силовым

трансформатором при высоких частотах преобразования рассмотрим на примере автогенератора с промежуточным насыщающимся трансформатором (см. рис. 8-10, *а*). Осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу такого устройства при частоте преобразования 40 кГц, приведены на рис. 10-4.

Из приведённых осциллограмм видно, что при высоких частотах преобразования интервалы рассасывания избыточных носителей зарядов в базовых областях закрываемых транзисторов $t_{рас.т}$ могут составлять значительную часть рабочего полупериода, поэтому их длительность должна учитываться как при расчете рабочей частоты, так и при расчете нелинейного магнитного элемента (в данном случае промежуточного насыщающегося трансформатора). При этом выражения для определения частоты преобразования в автогенераторах значительно усложняются, так как в них, помимо параметров нелинейного магнитного элемента, будут входить параметры силовых транзисторов и характеристики режима их работы.

Применение в инверторах силовых дрейфовых транзисторов позволяет резко сократить длительность фронтов переменного на-

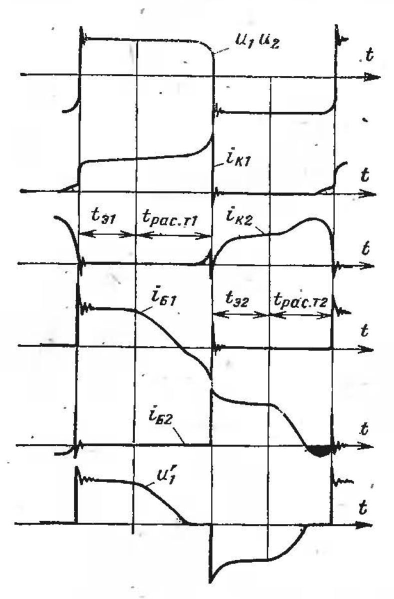


Рис. 10-4. Осциллограммы токов и напряжений в схеме автогенератора с промежуточным насыщающимся трансформатором (см. рис. 8-10, *а*) при частоте преобразования 40 кГц.

пряжения, которая в этом случае оказывается пренебрежимо малой по сравнению с длительностью рабочего полупериода вплоть до частот в несколько десятков и сотен килогерц (рис. 10-4).

Для автогенераторов с ненасыщающимся силовым трансформатором существует некоторая предельная частота преобразования, определяемая возможностями применяемой элементной базы.

Для таких инверторов, выполненных на современных силовых дрейфовых транзисторах, предельная частота преобразования составляет примерно 200—300 кГц. Однако на практике обычно не

удается реализовать столь высокие частоты из-за дополнительных ограничений, вызванных конструктивным исполнением силового трансформатора. По мере увеличения частоты переменного напряжения усложняется задача размещения на уменьшающемся магнитопроводе нужного числа обмоток, увеличивается количество вольт напряжения на каждый виток обмотки и затрудняется получение требуемых номиналов выходных напряжений. Как показывает накопленный к настоящему времени практический опыт, в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры удается обеспечить максимальную частоту преобразования в пределах до 50—100 кГц. Дальнейшее повышение частоты, по-видимому, будет связано с переходом на пьезоэлектрические трансформаторы, область применения и способы конструктивного исполнения которых только начинают исследоваться.

Для инверторов с независимым возбуждением рабочая частота определяется внешним задающим генератором. Наличие интервалов рассасывания избыточных носителей в области базы силовых транзисторов приводит в этом случае к появлению фазового сдвига между управляющим сигналом и выходным напряжением инвертора.

Как было отмечено выше, транзисторные инверторы с ненасыщающимся силовым трансформатором (как автогенераторы, так и усилители мощности) оказываются чувствительными к неидентичности параметров элементов, коммутируемых в смежных полупериодах работы схемы. Подмагничивание силового трансформатора постоянным током, являющееся результатом разброса параметров элементов, возрастает по мере увеличения частоты преобразования и может привести к нарушению нормальной работы инвертора.

Рассмотрим режим работы силового трансформатора инвертора при наличии подмагничивания. При отсутствии подмагничивания

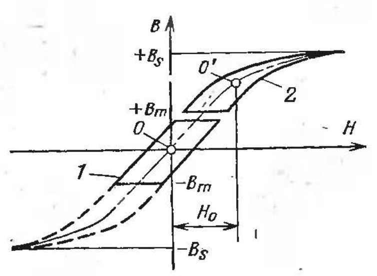


Рис. 10-5. Искажение частной петли гистерезиса магнитного материала сердечника силового трансформатора при наличии подмагничивания его постоянным током.

сердечник трансформатора перемагничивается по симметричной частной петле гистерезиса (рис. 10-5, кривая *1*) и магнитная индукция в нем изменяется от значения $+B_m$ до значения $-B_m$.

Подмагничивание постоянным током приводит к смещению центра частной петли гистерезиса по основной кривой намагничивания из точки O в точку O', соответствующую напряженности поля H_0 от намагничивающей силы постоянного тока. При этом напряжение на первичной обмотке силового трансформатора не изменяется, следовательно, и высота частной петли гистерезиса будет такой же, как в первом случае. Нетрудно увидеть, что подмагничивание силового трансформатора приводит к перемагничиванию его сердечника по несимметричному циклу (кривая *2*) и при достаточно большом значении такого подмагничивания возможно насы-

щение силового трансформатора, несмотря на сравнительно малое значение B_m. Это приводит к перегрузке силовых транзисторов одного плеча инвертора по току коллектора (см. рис. 8-11), возрастанию динамических потерь в транзисторах, снижению к.п.д. инвертора.

Следует отметить, что по мере уменьшения магнитной проницаемости ферромагнитного материала магнитопровода силовой трансформатор при прочих равных условиях становится менее критичным к подмагничиванию его постоянным током.

Устранение насыщения силового трансформатора из-за подмагничивания его магнитопровода, вызванного разбросом параметров элементов инвертора, и ликвидация импульсных перегрузок транзисторов приобретают при высоких частотах преобразования особую актуальность. Наиболее простым средством борьбы с подмагничиванием является введение в схему инвертора регулируемой несимметрии, с помощью которой можно компенсировать разброс параметров элементов. С этой целью в схему инвертора вводятся дополнительные цепи, обеспечивающие несимметричное перемагничивание нелинейного элемента, или в базовые цепи силовых транзисторов вводятся резисторы с разным сопротивлением. Одновременно с этим целесообразно выбирать для силового трансформатора магнитопроводы, выполненные из ферромагнитных материалов с небольшой магнитной проницаемостью (например, ферриты с непрямоугольной петлей гистерезиса) и имеющие по возможности бо́льшую длину магнитной силовой линии.

При проектировании высокочастотных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры следует учитывать резкое уменьшение фактической емкости электролитических конденсаторов, используемых в сглаживающих фильтрах, по мере увеличения частоты переменной составляющей приложенного к ним напряжения. По этой причине для реального конденсатора фактическая емкость может оказаться существенно меньшей, чем ее номинальное значение, указанное на его корпусе и измеренное при низких частотах переменной составляющей приложенного напряжения. Сравнительно плохое использование таких конденсаторов при высоких частотах преобразования приводит к необходимости значительного увеличения установленной емкости (а следовательно, габаритов и массы) конденсаторов фильтров по сравнению с ее расчетным значением. Это же в значительной степени ограничивает возможности повышения частоты преобразования в ИВЭ.

На рис. 10-6 приведены характерные зависимости емкости конденсаторов различных типов от частоты переменной составляющей приложенного к ним напряжения. Как видно из приведенных графиков, наихудшими частотными свойствами обладают конденсаторы с высокой удельной емкостью — танталовые и оксидно-полупроводниковые, наилучшими — керамические, металлобумажные и металлопленочные конденсаторы. Уменьшение емкости конденсаторов с частотой переменной составляющей приложенного напряжения будет тем сильнее, чем больше номинальное значение емкости данного конденсатора.

При увеличении частоты преобразования в ИВЭ одновременно с уменьшением емкости конденсаторов резко уменьшается допустимое для них значение переменной составляющей приложенного к ним напряжения. Так, например, для малогабаритных электролитических конденсаторов при увеличении частоты переменной составляющей от 1 до 5 кГц допустимая амплитуда пульсации должна

быть уменьшена примерно в 5—10 раз. Для некоторых типов конденсаторов, обладающих лучшими частотными свойствами (оксидно-полупроводииковые, алюминиевые и т. п.), допустимая амплитуда пульсации при тех же условиях может уменьшаться примерно в 2—3 раза.

Отсутствие в настоящее время малогабаритных электролитических конденсаторов с высокой удельной емкостью, способных эффективно работать при частотах переменной составляющей приложенного напряжения более 20—50 кГц, является одним из основных факторов, ограничивающих частотный диапазон работы ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры на указанном пределе.

Характер процессов в схемах преобразователей постоянного тока при высоких частотах преобразования не изменяется по сравнению с ранее рассмотренными процессами в низкочастотных преобразователях. Исключение составляет возрастание относительной (по отношению к длительности рабочего периода) длительности интервалов рассасывания избыточных носителей заряда в базовых областях выпрямительных диодов и силовых транзисторов. В качестве примера на рис. 10-7 приведены осциллограммы, иллюстрирующие процессы в преобразователе постоянного тока, выполненном на базе автогенератора с нелинейным насыщающимся дросселем, работающего на выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром, при частоте преобразования 66 кГц. Напряжение питания равно 20 В, потребляемый ток 1 А, в качестве силовых транзисторов использовались транзисторы типа ГТ905А, в качестве диодов выпрямителя — диоды типа КД204А. В выходном фильтре использовались керамические конденсаторы емкостью 2 мкФ. Особенности расчета и проектирования высокочастотных преобразователей постоянного тока рассмотрены в [6].

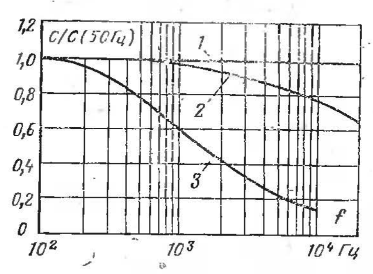


Рис. 10-6. Зависимости емкости конденсаторов от частоты переменной составляющей приложенного к ним напряжения (*1* — керамические и металлопленочные конденсаторы; *2* — оксидно-полупроводниковые; *3* — танталовые).

Несмотря на некоторые отмеченные выше трудности проектирования высокочастотных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры, переход к повышенным частотам преобразования должен рассматриваться как эффективное направление их миниатюризации. Прогресс в полупроводниковой технологии, позволивший освоить промышленный выпуск новых силовых дрейфовых транзисторов и силовых импульсных диодов, привел к резкому увеличению частоты преобразования, которая в настоящее время достигает значений нескольких десятков килогерц. В первую очередь это относится к ИВЭ автономной радиоэлектронной аппаратуры, для которой проблема уменьшения массы и габаритов стоит наиболее остро, а частота преобразования является внутренним параметром ИВЭ.

Данные, полученные в результате разработки высокочастотных ИВЭ, показывают, что масса и габариты таких устройств при про-

чих равных условиях оказываются значительно меньшими, чем при сравнительно низких (1—2 кГц) частотах преобразования. Так, например, для ряда типовых многоканальных ИВЭ, выполненных на дискретных полупроводниковых элементах по функциональной схеме, изображенной на рис. 1-6, *в*, на мощность от 5 до 10 Вт и имеющих от трех до шести выходных цепей постоянного тока с напряжениями от 4 до 27 В и нестабильностью ±5—7%, переход от частоты преобразования 4,8 кГц в импульсном стабилизаторе и 2,4 кГц в полупроводниковом инверторе соответственно к частотам 40 и 20 кГц позволил уменьшить их массу и габариты примерно в 3—4 раза. В обоих случаях массо-габаритные характеристики применяемой элементной базы были примерно одинаковыми.

Пример практической реализации многоканального высокочастотного ИВЭ, выполненного на базе силовых бескорпусных полупроводниковых приборов и специальных гибридно-пленочных микросхем частного применения, описан в [28]. Функциональная схема данного ИВЭ приведена на рис. 10-8.

Напряжение питания 10,5—14,5 В через входной сглаживающий фильтр *LC*-типа ($L=40$ мкГ, $C=4{,}0$ мкФ) поступает на вход инвертора с независимым возбуждением. Последний состоит из двухтактного усилителя мощности на бескорпусных транзисторах типа КТ908А и задающего генератора, который питается напряжением 9 В с выхода непрерывного стабилизатора C_1. В качестве задающего генератора использован автогенератор с насыщающимся силовым трансформатором, описанный в гл. 8 настоящей книги. Частота выходного напряжения инвертора равна 50 кГц.

К выходу инвертора подключены двухтактные выпрямители на диодах $Д_1$—$Д_6$ (ряд маломощных выходных цепей ИВЭ на рис. 10-8 не показан, чтобы не усложнять его схему). Выпрямители $Д_1$—$Д_2$, $Д_3$—$Д_4$, транзистор T_1, широтно-импульсный модулятор (*ШИМ*), диод $Д_7$, выходной сглаживающий фильтр *LC*-типа ($L=1$ мГ, $C=6{,}8$ мкФ) образуют импульсный стабилизатор с частичной модуляцией.

При закрытом транзисторе T_1 (бескорпусной транзистор типа КТ908А) на вход *LC*-фильтра через диод $Д_7$ поступает напряжение 8—12 В с выхода выпрямителя $Д_3$—$Д_4$. При открывании T_1 диод $Д_7$ закры-

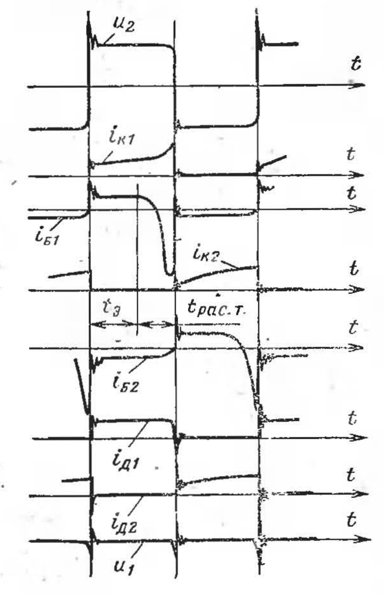


Рис. 10-7. Осциллограммы токов и напряжений в схеме преобразователя постоянного тока при высоких частотах преобразования.

вается под действием разности выходных напряжений обоих выпрямителей $Д_1$—$Д_2$ и $Д_3$—$Д_4$, а на вход *LC*-фильтра подается напряжение 18—26 В с выхода первого выпрямителя. Моментами открывания и закрывания транзистора T_1 управляет *ШИМ*, который обеспечивает измененне скважности импульсов напряжения на входе фильтра в процессе стабилизации выходных напряжений по цепям +15 и +12,6 В.

Непрерывный стабилизатор C_2 в маломощной выходной цепи +12,6 В обеспечивает бо́льшую стабильность выходного напряжеиия и меньший уровень его пульсаций по сравнению с выходным напряжением +15 В.

Выпрямители $Д_3$—$Д_4$, $Д_5$—$Д_6$, транзистор T_2 и операционный усилитель $У_1$ представляют собой релейный стабилизатор постоянного напряжения. Прн закрытом транзисторе T_2 (бескорпусной транзистор типа КТ908А) на вход стабилизаторов непрерывного действия C_3 и C_4 в выходных цепях +6,2 и +5 В подается напряжение 7—9 В с выхода выпрямителя $Д_5$—$Д_6$. При открывании T_2 диоды $Д_5$ и $Д_6$ закрываются, а на вход C_3 и C_4 подается напряжение 8—12 В с выхода выпрямителя $Д_3$—$Д_4$.

Моментами открывания и закрывания транзистора T_2 управляет $У_1$, на один вход которого подается стабилизированное напряжение с выхода ИВЭ, а иа другой вход — нестабильное напря-

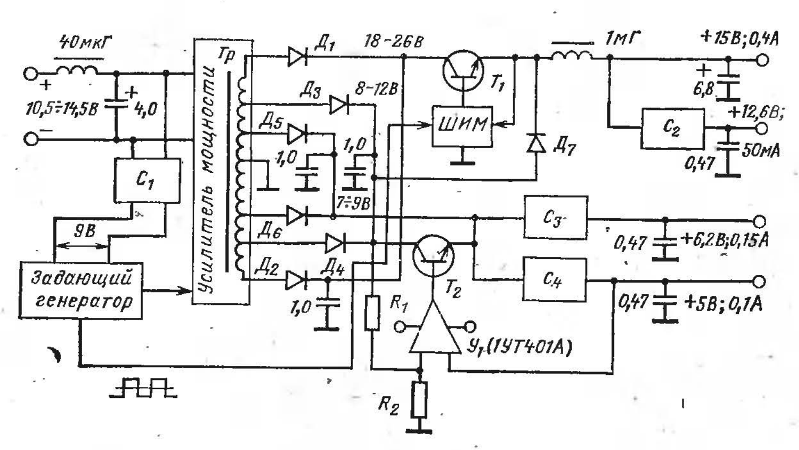


Рис. 10-8. Высокочастотный многоканальный источник питания малой мощности.

жение, пропорциональное напряжению питания ИВЭ. Открывание и закрывание T_2 происходят при напряжении питаиия ИВЭ, примерно равном 12,3—12,7 В. Изменение напряжения иа входе C_3 и C_4 в процессе регулирования приводит к уменьшению мощности, выделяемой в стабилизаторах C_3 и C_4, н увеличению к.п.д. ИВЭ. Суммарный к.п.д. ИВЭ превышает 65%, его объем равен 160 см^3, масса 160 г. Нестабильность выходных иапряжений не более 1%, по маломощным цепям — не более 0,2% при измененнн напряжения питания от 10,5 до 14,5 В и температуры окружающей среды от —60 до +60°С.

Конструктнвно ИВЭ выполнен в виде двух ячеек. В первой с

размерами $113 \times 49 \times 5$ мм (объем 33 см³, масса 25 г) размещены импульсный стабилизатор и C_2. Во второй ячейке с размерами $114 \times 110 \times 11$ мм (объем 125 см³, масса 135 г) размещены остальные элементы ИВЭ. Основные функциональные узлы ИВЭ — *ШИМ*, C_1—C_4, задающий генератор и т. п.— выполнены в виде гибридно-интегральных микросборок на бескорпусных полупроводниковых приборах.

10-3. Миниатюризация источников вторичного электропитания, использующих электроэнергию, получаемую от системы электроснабжения

Если для ИВЭ, использующих электроэнергию автономного источника постоянного тока, переход к повышенным частотам преобразования не затрагивает их схемы и в основном сохраняет неизменными ранее разработанные схемно-технические решения, то для ИВЭ, использующих электроэнергию, получаемую от системы электроснабжения, эта задача решается значительно сложнее. В последнем случае решение данной задачи связано с неизбежным отходом от традиционных схемных построений ИВЭ (трансформаторно-выпрямительный узел в сочетании с различными регуляторами и стабилизаторами напряжения постоянного или переменного тока) и значительным усложнением их функциональных и принципиальных схем.

Миниатюризация данных преобразовательных устройств осуществляется главным образом за счет исключения громоздкого входного трансформатора, рассчитанного на низкую частоту питающего напряжения (чаще всего 50 Гц). и низкочастотных сглаживающих фильтров на выходе регулятора и выпрямителя. Это становится возможным благодаря введению в состав ИВЭ данного вида дополнительных высокочастотных преобразователей постоянного тока, работающих при напряжении питания, равном амплитуде напряжения сети, и состоящих из высокочастотного инвертора и выпрямителей с емкостными фильтрами. Основные функциональные схемы таких источников питания приведены на рис. 1-4 и кратко рассмотрены в гл. 1 настоящей книги.

Замена низкочастотного силового трансформатора и крупногабаритных сглаживающих фильтров малогабаритным высокочастотным (10—20 кГц) инверторным трансформатором и высокочастотными фильтрами позволяет существенно уменьшить массу и габариты подобных преобразовательных устройств.

В качестве одной из возможных практических реализаций ИВЭ с бестрансформаторным входом на рис. 10-9 приведена принципиальная схема силовой части такого устройства. Здесь трехфазное переменное напряжение 220 В, 50 Гц преобразуется мостовым выпрямителем с емкостным сглаживающим фильтром (диоды $Д_1$—$Д_6$ и конденсатор C_1) в сравнительно высокое напряжение постоянного тока, равное 270—350 В. Импульсный стабилизатор напряжения постоянного тока с регулирующим транзистором T_1 и сглаживающим фильтром $Др_1$, C_2, подключенный к выходу силового выпрямителя, осуществляет некоторое понижение напряжения постоянного тока до значения 190—200 В с одновременной стабилизацией его значения. Диод $Д_7$ обеспечивает протекание тока нагрузки через дроссель $Др_1$, когда регулирующий транзистор T_1

находится в закрытом состоянии. Транзистор T_1 управляется широтно-импульсным модулятором, схема которого здесь не приводится, так как подобные схемы были рассмотрены ранее в гл. 7 настоящей книги.

К выходу импульсного стабилизатора подключен высокочастотный инвертор, выполненный на транзисторах T_2, T_3 и трансформаторе *Тр* по схеме усовершенствованного инвертора с независимым возбуждением. Принцип действия такого инвертора рассмотрен в

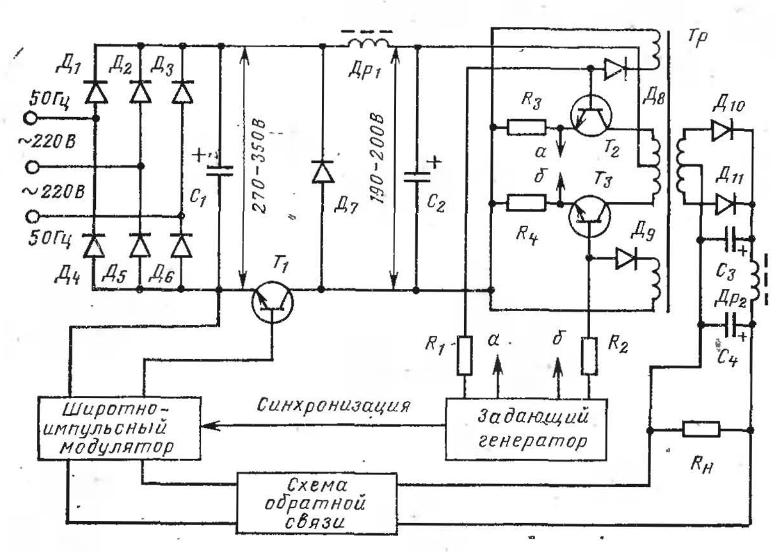


Рис. 10-9. Схема ИВЭ с бестрансформаторным входом.

гл. 8 книги. Выходное напряжение инвертора с помощью низковольтного выпрямителя на диодах $Д_{10}$ и $Д_{11}$ со сглаживающим фильтром C_3, $Др_2$, C_4 преобразуется в напряжение постоянного тока, которое затем используется для питания нагрузки.

Для устранения эффекта подмагничивания силового трансформатора *Тр* и связанных с ним коммутационных перегрузок силовых транзисторов использованы резисторы R_3 и R_4, включенные в эмиттерные цепи T_2 и T_3. Снимаемые с этих резисторов напряжения поступают на оба входа операционного усилителя, входящего в состав задающего генератора и соответствующим образом изменяющего длительности обоих полупериодов управляющего сигнала на выходе задающего генератора. Более подробное описание такого инвертора приведено в гл. 8, его принципиальная схема изображена на рис. 8-18.

На вход *ШИМ* подается сигнал со схемы обратной связи, подключенной к выходу ИВЭ. Частота переключения модулятора определяется частотой управляющего сигнала на выходе задающего генератора и в 2 раза превышает последнюю.

В [29] для инвертора частота преобразования выбрана равной 10 кГц, для импульсного стабилизатора — 20 кГц. При этом объем элементов фильтра на выходе импульсного стабилизатора состав-

лял 25 см³, а объем элементов фильтра на выходе источника питания — 24 см³, амплитуда пульсации выходного напряжения ие превышала 20 мВ при токе нагрузки 8 А, выходиое напряжение источника питания равио 6 В, его к.п.д.— 82%.

Выполнение инвертора по схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора (рис. 10-9) требует использования в ИВЭ высоковольтных транзисторов с допустимым иапряжением между эмиттером и коллектором, примерно равным 700—1000 В. Это является одним из недостатков таких устройств, заметно ограничивающих область их практического применения.

Схема ИВЭ с бестрансформаторным входом, в которой в известной степени устранен отмеченный недостаток, приведеиа на рис. 10-10. Здесь высокочастотный инвертор выполнен в виде полумостового автогеиератора с ненасыщающимся силовым трансформатором *Тр* и нелинейным насыщающимся дросселем *ДН* в базовых цепях силовых транзисторов. Такой инвертор характеризуется тем, что напряжение, приложенное к каждому из его транзисторов

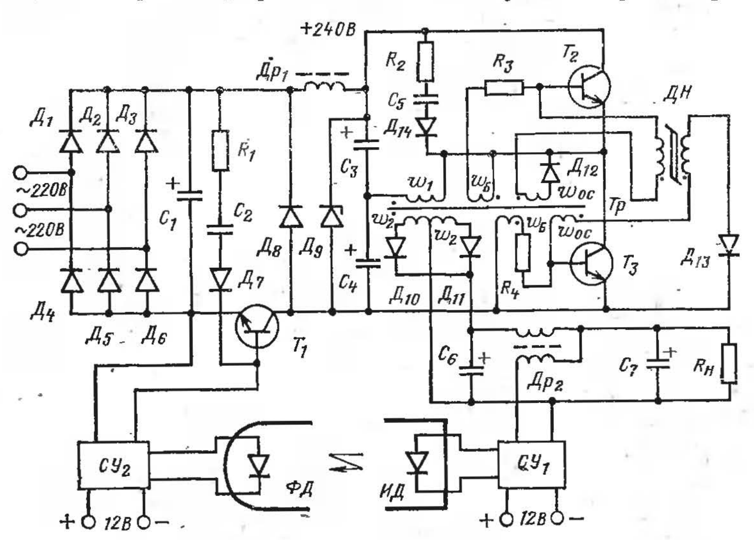


Рис. 10-10. Схема ИВЭ с бестрансформаторным входом, выполненного на базе полумостового нерегулируемого автогенератора.

T_2 или T_3, не превышает значения напряжения на входе инвертора, а габаритная мощность силового трансформатора оказывается наименьшей. В полумостовом инверторе отсутствует подмагничивание силового трансформатора постоянным током, поэтому дополнительное усложнение его схемы с целью исключения коммутационных перегрузок силовых транзисторов не требуется. Возможная несимметрия схемы инвертора в этом случае приводит к различию в длительностях и амплитудах импульсов на обмотках силового трансформатора и некоторому увеличению уровня пульсаций выходного напряжения ИВЭ.

Состояние насыщения каждого из силовых транзисторов обеспечивается током базовых обмоток $w_Б$, расположенных на сило-

вом трансформаторе. В момент насыщения нелинейного дросселя *ДН* к базе ранее открытого транзистора прикладывается запирающее смещение от обмотки $w_{ос}$, в результате чего этот транзистор закрывается, происходят переключение транзисторов инвертора и смена полярности его выходного напряжения. Цепочка R_2, C_5, $Д_{14}$ служит для начального запуска инвертора.

Ко вторичной обмотке силового трансформатора w_2 подключен выпрямитель с фильтром ($Д_{10}$, $Д_{11}$, C_6, $Др_2$, C_7), который преобразует переменное напряжение прямоугольной формы повышенной частоты в требуемое для питания радиоэлектронной аппаратуры напряжение постоянного тока. Напряжение на входе инвертора стабилизируется с помощью импульсного стабилизатора с регулирующим транзистором T_1 и сглаживающим фильтром $Др_1$, C_3, C_4. Последние выполняют также роль емкостного делителя напряжения. включенного в одно из плеч полумостового инвертора.

Схема управления регулирующим транзистором импульсного стабилизатора состоит из двух функциональных узлов $СУ_1$ и $СУ_2$, электрически изолированных один от другого с помощью оптрона, состоящего из излучающего диода *ИД* и фотодиода *ФД*. Каждый из указанных узлов получает питание от изолированных источников, образованных дополнительными выпрямителями, подключенными к вспомогательным обмоткам силового трансформатора (на рис. 10-10 выпрямители не показаны, чтобы не усложнять ИВЭ).

Узел $СУ_1$ содержит в своем составе делитель напряжения, источник опорного напряжения, усилитель постоянного тока в интегральном исполнении и транзисторный каскад в режиме переключения, нагрузкой которого является излучающий диод *ИД*. Узел $СУ_2$ состоит из усилителя постоянного тока в интегральном исполнении, работающего в режиме большого сигнала, и эмиттерного повторителя на транзисторах разного типа проводимости, который управляет регулирующим транзистором T_1. Цепочка R_1, C_2, $Д_7$ служит для облегчения начального запуска импульсного стабилизатора. Стабилитрон $Д_9$ ограничивает напряжение на входе инвертора в момент его запуска; в установившемся режиме ток через цепочку R_1, C_2, $Д_7$ и стабилитрон $Д_9$ не протекает.

Основные параметры разработанного ИВЭ: напряжение питания 200—240 В; частота переменного напряжения 0—400 Гц; частота переключения T_1 20 кГц; частота переменного напряжения на выходе *Тр* 10 кГц; выходное напряжение 6,0±0,1 В; ток нагрузки 0—12,5 А; амплитуда пульсаций выходного напряжения не более 50 мВ; объем ИВЭ 225 см³; масса 650 г; к.п.д. 80%; $C_3=C_4=$ $=2{,}2$ мкФ; $C_6=50$ мкФ; $C_7=100$ мкФ.

Источник вторичного электропитания выполнен на бескорпусных дрейфовых транзисторах типа КТ809 и бескорпусных импульсных диодах, размещенных на керамической подложке.

Функции стабилизации выходного напряжения и преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного с последующим обратным преобразованием могут быть совмещены в регулируемых преобразователях постоянного тока, выполненных на базе регулируемых высокочастотных инверторов. В качестве примера на рис. 10-11 приведена схема ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры с бестрансформаторным входом, выполненная на базе регулируемого полумостового инвертора.

Силовая часть данного ИВЭ содержит мостовой выпрямитель ($Д_1$—$Д_4$), фильтр C_1, $Др_1$, C_2, C_3, регулируемый инвертор с независимым возбуждением на транзисторах T_1 и T_2, выполненный по

полумостовой схеме (конденсаторы C_2 и C_3 выполняют не только роль конденсаторов фильтра, но и образуют одно из плеч инвертора), выходной выпрямитель $Д_8$, $Д_9$ с фильтром $Др_2$, C_8. Управление силовыми транзисторами инвертора осуществляется переменным напряжением прямоугольной формы с выхода внешнего задающего генератора $Тр_2$. В качестве последнего использован транзисторный автогенератор, выполненный по одной из схем, приведенных в гл. 8 настоящей книги.

Помимо указанных управляющих сигналов, обеспечивающих поочередное переключение транзисторов T_1 и T_2, к их базам относительно эмиттеров одновременно подаются запирающие сигналы с выходных обмоток $Тр_3$ через диоды $Д_{12}$, $Д_{13}$ и резисторы R_{18}, R_{19}. Эти запирающие сигналы появляются в момент открывания транзистора T_7 и вызывают одновременное закрывание обоих транзисторов T_1 и T_2. С помощью изменения длительности открытого состояния транзистора T_7 можно осуществить регулирование длительности интервала, в течение которого оба транзистора в инверторе закрыты, и напряжение на выходной обмотке силового трансформатора равно нулю. При этом происходит регулирование или стабилизация выходного напряжения ИВЭ.

Регулирование напряжения на обмотке силового трансформатора с помощью изменения длительности открытого состояния транзистора T_7 осуществляется ждущим мультивибратором на транзисторах T_5 и T_6, синхронизируемым короткими импульсами с выхода задающего генератора через диод $Д_{11}$. Управление мультивибратором осуществляет усилитель постоянного тока на транзисторах T_3 и T_4. Ко входу усилителя (между базой и эмиттером T_3) приложена разность двух напряжений — напряжения на нагрузке

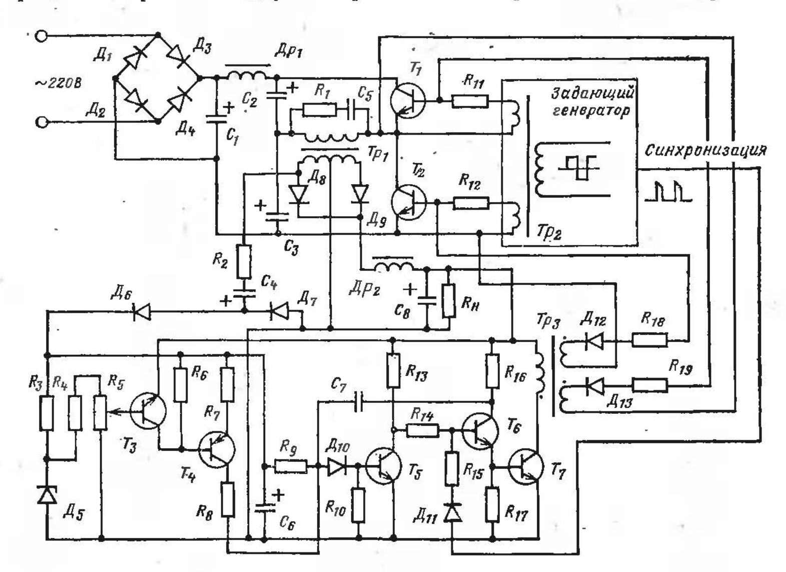


Рис. 10-11. Схема ИВЭ с бестрансформаторным входом, выполненного на базе полумостового регулируемого инвертора с независимым возбуждением.

$R_н$ и опорного напряжения, снимаемого с части резистора R_5, включенного между базой T_3 и общей минусовой шиной выходного напряжения. При увеличении выходного напряжения ИВЭ под воздействием какого-либо дестабилизирующего фактора токи коллекторов транзисторов T_3 и T_4 будут уменьшаться, при его уменьшении, наоборот, увеличиваться.

Изменение тока коллектора транзистора T_4 приводит к соответствующему изменению скорости перезаряда конденсатора C_7, определяющего длительность открытого состояния транзисторов T_6 и T_7. Вследствие этого происходит обратное изменение выходного напряжения ИВЭ, в результате чего оно остается стабильным при различных возмущающих воздействиях — изменении тока нагрузки, изменении напряжения питания или температуры окружающей среды. Сравнительно низкое выходное напряжение (5 В) требует для создания источника опорного напряжения и питания усилителя постоянного тока принятия мер по повышению напряжения. В рассматриваемом устройстве питание указанных каскадов осуществляется от удвоителя напряжения на диодах $Д_6$, $Д_7$ и конденсаторах C_4 и C_6. Напряжение на выходе такого удвоителя (C_6) примерно в 1,6—1,8 раза превышает напряжение на выходе ИВЭ.

Основные параметры данного ИВЭ: выходное напряжение 5 В; ток нагрузки 10 А; частота преобразования 10 кГц; относительная нестабильность выходного напряжения +0,8 и —1,5% при изменении напряжения питания соответственно на +10 и —20% и +1% при изменении тока нагрузки от 10 до 1 А; к.п.д. составляет 65%; масса 3 кг; объем 2,5 дм³. Источник вторичного электропитания выполнен на дискретных электрорадиоэлементах в их стандартных корпусах.

Рассмотренные в настоящем параграфе ИВЭ обладают следующими преимуществами.

1. Низкочастотные пульсации на выходе сетевого выпрямителя подавляются не с помощью громоздких низкочастотных реактивных фильтров (как в случае традиционных выпрямительных устройств), а посредством стабилизации выходного напряжения источника питания.

2. Данные устройства нечувствительны к частоте питающего напряжения и позволяют осуществлять питание одной и той же радиоэлектронной аппаратуры как от промышленной сети переменного тока с частотой 50 Гц, так и от специальных энергетических сетей переменного тока с более высокими частотами (например, 400 Гц), что делает их более универсальными по сравнению с обыкновенными выпрямителями.

3. Для данных ИВЭ существует принципиальная возможность подключения их не только к питающей сети переменного тока, но и к автономному источнику постоянного тока без каких-либо коммутаций силовых цепей.

4. Масса и габариты подобных ИВЭ примерно в 2—4 раза меньше, чем у традиционных выпрямительных устройств.

Поэтому, несмотря на значительную сложность ИВЭ с бестрансформаторным входом и дополнительные потери мощности в каскаде высокочастотного преобразования энергии, такие устройства, по мнению специалистов, являются перспективными и в значительной степени позволяют решить задачу миниатюризации ИВЭ в случае питающей сети переменного тока.

10-4. Миниатюризация элементной базы источников вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры

Как было отмечено в § 10-1, элементная база ИВЭ в настоящее время значительно устарела и по своим массо-габаритным характеристикам не удовлетворяет современным требованиям. Мощные транзисторы, тиристоры и диоды, являющиеся основными типами полупроводниковых элементов, осуществляющих коммутацию токов и усиление мощности в преобразовательных устройствах, как правило, выполняются в тяжелых и громоздких корпусах явно устаревшей конструкции. Большое количество разнообразных дискретных электрорадиоэлементов, используемых в схемах управления мощными преобразовательными каскадами (импульсными и непрерывными стабилизаторами, инверторами, регуляторами переменного напряжения и регулируемыми выпрямителями), приводит к тому, что габариты и масса управляющих устройств также становятся значительными и в свою очередь увеличивают массу и габариты ИВЭ.

В настоящее время в ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры, выполненных на дискретных электрорадиоэлементах, масса и объем полупроводниковых приборов составляют примерно 20—25% общей массы и объема данных устройств. Поэтому миниатюризация элементной базы должна рассматриваться как важное средство при решении задачи миниатюризации ИВЭ.

Пути миниатюризации элементной базы ИВЭ:

1. Применение мощных полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) в бескорпусном исполнении или в легких и плоских пластмассовых корпусах.

2. Использование интегральных микросхем широкого применения, в первую очередь операционных усилителей, диодных матриц и сборок, транзисторных сборок и т. п., в цепях управления силовыми каскадами.

3. Разработка на базе бескорпусных мощных полупроводниковых приборов и практическое внедрение специальных микросхем, представляющих собой функционально законченные узлы ИВЭ, не содержащие силового трансформатора, дросселей и конденсаторов фильтров. К таким микросхемам следует отнести схемы управления импульсных стабилизаторов, стабилизаторы напряжения постоянного тока на различные напряжения и токи нагрузки, силовые диодные микросхемы для выпрямителей, маломощные задающие генераторы, а также малогабаритные силовые сборки, состоящие из мощных транзисторов и диодов в сочетаниях, характерных для ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры.

Громоздкий и тяжелый металлостеклянный корпус мощного полупроводникового прибора, обеспечивающий защиту полупроводниковой структуры от внешних воздействий и отвод тепла, выделяемого в ней в процессе ее работы, по своим массе и объему в десятки раз превосходит массу и объем самой полупроводниковой структуры, которая определяет все электрические характеристики данного прибора. Так, например, масса мощных транзисторов типов ГТ806А, ГТ806В, КТ803А, КТ805А, КТ805Б, КТ908А, КТ908Б, КТ903А, КТ903Б и других им подобных состав-

ляет 22—25 г, масса стандартного металлического накидного фланца — 10 г. В то же время собственно полупроводниковая структура данных транзисторов имеет массу, примерно равную 0,5 г. Габаритные размеры данных транзисторов и их полупроводниковой структуры приведены на рис. 10-12. Аналогичная картина имеет место для мощных диодов и тиристоров.

Переход от устаревших стандартных корпусов полупроводниковых приборов к более совершенным позволяет значительно уменьшить их массу и габариты. Так, например, применение облегченного металлостеклянного корпуса из алюминия в транзисторах типа ГТ905А и ГТ905Б позволило уменьшить его массу до 4,5 г (масса

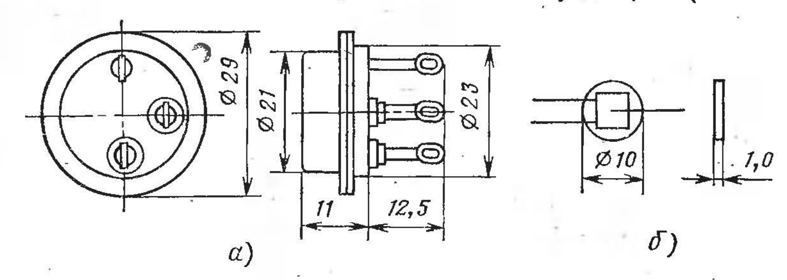


Рис. 10-12. Сравнительные габаритные размеры силового дрейфового транзистора (*а*) и его полупроводниковой структуры (*б*).

накидного фланца — 1,5 г). Для сравнения масса широко применяемых транзисторов типов П213—П215, имеющих примерно те же электрические параметры, составляет 16,5 г., т. е. почти в 3,7 раза больше.

Наиболее заметен выигрыш в массе и габаритах полупроводниковых приборов на примере перехода от стандартных металлостеклянных корпусов к пластмассовым. Так, например, масса силового выпрямительного диода типа КД213А [4] составляет всего 4 г, объем, занимаемый этим диодом, равен 0,62 см^3, его максимальная высота — 4 мм. Диоды типов Д214, Д215, Д242, Д243, 2Д201 и др., имеющие примерно те же электрические параметры, имеют массу 18 г, максимальную высоту 44 мм и занимают объем во много раз больший, чем диод КД213А. На рис. 10-13 приведен внешний вид сравниваемых диодов.

Еще больший эффект в части уменьшения массы и габаритов элементной базы ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры дает переход к полупроводниковым приборам в бескорпусном исполнении. При этом появляется реальная возможность объединения нескольких мощных полупроводниковых приборов в малогабаритных силовых сборках, а за счет выбора их оптимальных электрических нагрузок удается значительно уменьшить потери мощности в полупроводниковых приборах.

В качестве примера в [30] произведено определение оптимального числа параллельно включенных бескорпусных транзисторов типа КТ908А, входящих в малогабаритную сборку. Показано, что оптимальным является параллельное включение восьми идентичных полупроводниковых структур данного типа. При этом по сравнению с одиночным транзистором КТ908А для случая $I_К = 10$ А

падение напряжения в насыщенном состоянии уменьшалось до значения 0,16 вместо 0,6 В, требуемый ток базы уменьшался до 0,5 вместо 1,0 А, потери мощности в открытом состоянии (включая потери мощности в цепях управления) уменьшались до 2,6 вместо 8,0 Вт.

Описанная транзисторная сборка конструктивно выполнена на пластине из окиси бериллия и имеет размеры 34×34×5 мм. Для обеспечения нормальной работы данной сборки при температуре окружающей среды +50°С ($I_К$ =10 А) требуется радиатор в виде металлической пластины размером 50×50×8 мм. В случае одиночного транзистора того же типа необходимая поверхность радиатора за счет возрастания потерь мощности в нем возрастает примерно в 3 раза.

Значительное улучшение энергетических характеристик силовых полупроводниковых приборов неизбежно связано с затратами большого количества полупроводниковых приборов, что является

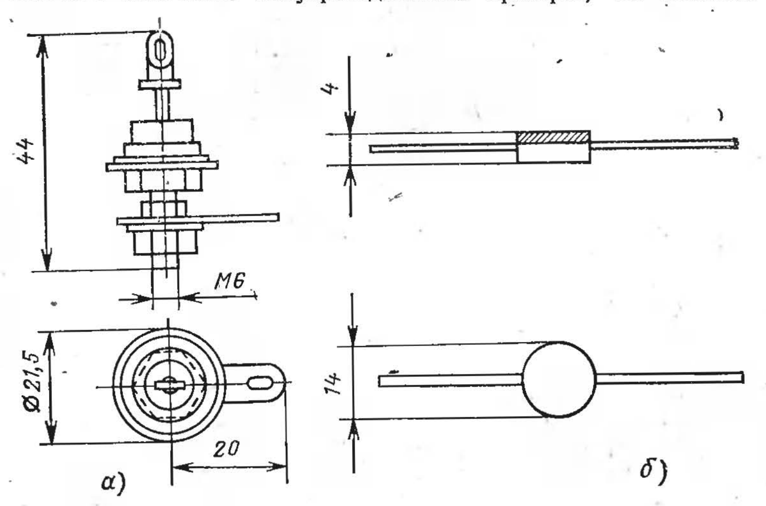


Рис. 10-13. Сравнительные габаритные размеры мощного выпрямительного диода в стандартном корпусе (*а*) и аналогичного ему по своим электрическим параметрам диода в керамическом корпусе (*б*).

одним из недостатков данного направления миниатюризации современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры. К другим недостаткам следует отнести необходимость герметизации бескорпусных элементов в силовой полупроводниковой сборке, решение вопроса о выборе подходящей теплопроводной подложки и соединения полупроводниковых приборов с этой подложкой, т. е. необходимость решения полного комплекса вопросов, связанных с технологией производства силовых гибридных микросхем частного применения.

Вообще следует отметить, что специальные микросхемы для ИВЭ в настоящее время находятся на начальном этапе своего развития. Электронной промышленностью начато освоение выпус-

ка низковольтных маломощных стабилизаторов напряжения постоянного тока непрерывного действия и схем управления импульсных стабилизаторов, силовых транзисторно-диодных и выпрямительных сборок, предназначенных для использования в силовых каскадах стабилизаторов, инверторов, регуляторов и преобразователей постоянного тока. Однако силовые полупроводниковые приборы и узлы ИВЭ в микросхемном исполнении на сегодняшний день являются остродефицитными и практически недоступными для широких масс разработчиков устройств электропитания и радиолюбителей.

10-5. Проблемы эффективного отвода тепла в источниках вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры

Вопросы охлаждения силовых полупроводниковых приборов в ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры всегда занимали важное место при разработке данных устройств. Для них характерны большое значение выделяемой мощности, повышенный нагрев силовых полупроводниковых приборов, сравнительно компактное расположение силовых элементов, широкий температурный диапазон работы.

До недавнего времени задача обеспечения допустимого теплового режима электрорадиоэлементов в ИВЭ в основном решалась с помощью металлических радиаторов различной конструкции. На этих радиаторах размещаются мощные транзисторы, тиристоры, диоды, а в ряде случаев и силовые трансформаторы.

Радиаторы за счет лучеиспускания и естественной конвекции тепла передают тепловой поток от силовых элементов ИВЭ в окружающую среду и обеспечивают их эффективное охлаждение. Основные конструкции радиаторов, получившие наиболее широкое применение на практике, показаны на рис. 10—14.

По мере миниатюризации элементной базы ИВЭ и перехода к высоким частотам преобразования в них электрической энергии относительная доля массы и габаритов радиаторов в общей массе и габаритах ИВЭ будет возрастать. Это обусловлено тем, что, с одной стороны, уменьшаются размеры всех силовых элементов — трансформаторов, дросселей и конденсаторов фильтров, мощных полупроводниковых приборов, а с другой стороны, потери мощности в них остаются по-прежнему высокими. В результате этого размеры охлаждающих радиаторов сохраняются значительными, а сами радиаторы становятся тормозом на пути эффективной миниатюризации ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры. В этом смысле возможности обычных радиаторов к настоящему времени полностью исчерпаны.

В мощных ИВЭ применяются также охлаждающие системы с движущимся теплоносителем, в которых по замкнутым контурам движется теплоноситель, передающий тепловую энергию от силовых элементов к внешним охлаждающим устройствам. Такие охлаждающие системы оказываются весьма сложными, содержат электродвигатели и насосы, потребляют сравнительно большую энергию для передвижения теплоносителя. Их, как правило, используют для охлаждения ИВЭ и радиоэлектронной аппаратуры сравнительно ограниченного круга специальных автономных объектов.

Задачи эффективного охлаждеиия и передачи тепловой энергии к внешним охлаждающим устройствам от силовых элементов и ИВЭ в целом весьма просто решаются с помощью устройств, получивших название тепловых труб. В последнее время интерес специалистов к давно открытым (в начале XIX века) тепловым трубам резко возрос, и на сегодняшний день эта область теплотехники переживает период своего бурного развития. Основное преимущество тепловых труб, которому они обязаны своим интенсивным развитием, заключается в их практической изотермичности, т. е. неизменности температуры по всей длине данного устройства. Это свойство позволяет с их помощью передавать тепловую энергию

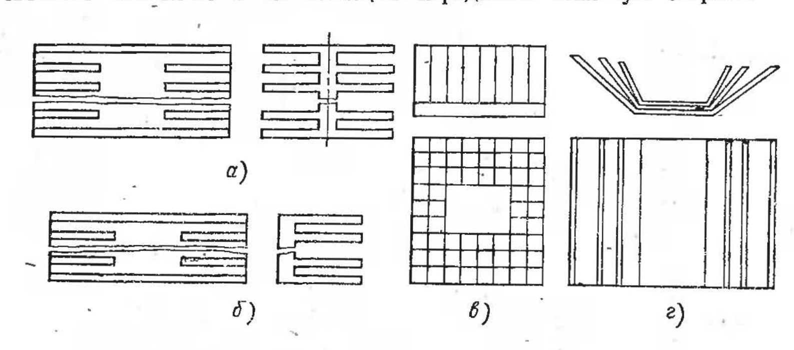


Рис. 10-14. Основные конструкции теплоотводящих радиаторов, используемых в ИВЭ.

а — с двухсторонней ребристой поверхностью; *б* — с односторонней ребристой поверхностью; *в* — односторонний игольчатый; *г* — состоящий из нескольких плоских пластин.

в любую требуемую точку объема, занимаемого аппаратурой. При такой передаче потери теплового потока ничтожны, а надежность и ресурсы работы тепловых труб значительно выше, чем у охлаждающих систем с движущимся теплоносителем.

Эффективная теплопроводиость тепловых труб в десятки тысяч раз больше, чем теплопроводность таких металлов, как медь, серебро, алюминий. С их помощью можно передавать почти в 500 раз больше тепла на единицу массы, чем это позволяют твердые теплопроводники при том же поперечном сечении [31].

Тепловая труба (рис. 10-15) представляет собой герметично закрытый сосуд, по внутренним стенкам которого размещается наполнитель с капиллярной системой. Внутри такого устройства находится некоторое количество жидкого теплоносителя (например, воды, спирта и т. п.). При нагреве одного из концов тепловой трубы внутри него происходит интенсивное испарение теплоносителя. Его пары через зону переноса (средний участок тепловой трубы, где практически не происходит теплообмена с окружающей средой) переносят тепловой поток от зоны нагрева (иначе эта зона называется зоной испарения) к зоне охлаждения или зоне конденсации. В последней происходит конденсация паров теплоносителя, сопровождающаяся отдачей тепла внешнему охладителю. Затем теплоноситель по системе капилляров опять возвращается в зону испарения.

Принципиально зона переноса в тепловой трубе, так же как и внешний охладитель, может отсутствовать. В этом случае зона конденсации будет отдавать тепловую энергию непосредственно в окружающую среду. Подключение внешнего радиатора к зоне конденсации позволяет значительно повысить эффективность охлаждения силовых полупроводниковых приборов и ИВЭ в целом. В качестве внешнего радиатора может быть использован корпус ИВЭ или корпус радиоэлектронного устройства, а в ряде случаев даже корпус всего объекта, содержащего в своем составе большое количество разнообразных радиоэлектронных и других устройств. При этом зона конденсации тепловой трубы соединяется с соответствующим корпусом, и через него осуществляется «сброс» выделяемого в аппаратуре тепла в окружающую среду.

Следует обратить внимание, что технология использования тепловых труб в современных ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры в настоящее время находится на стадии начального изучения. По существу исследуются параметры первых опытных тепловых труб, изучаются возможности размещения на их поверхности мощных

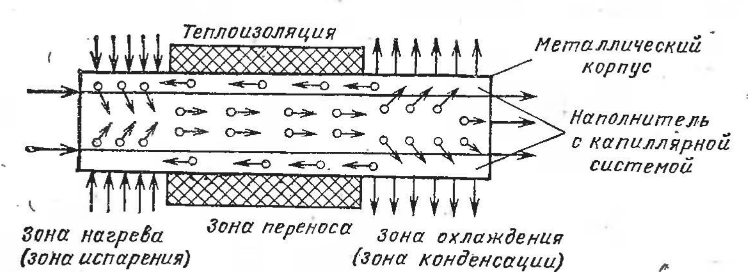


Рис. 10-15. Схематическое изображение тепловой трубы в разрезе.

полупроводниковых приборов и электромагнитных элементов, исследуется поведение тепловых труб в различных условиях эксплуатации, изыскиваются их оптимальные конфигурации, отрабатывается технология их производства.

Наметившийся в настоящее время переход к малогабаритным и легким полупроводниковым приборам в бескорпусном исполнении в значительной степени позволит облегчить задачу практического использования тепловых труб в ИВЭ радиоэлектронной апаратуры. Такие приборы можно приклеивать к поверхности тонкостенных тепловых труб с помощью электроизоляционных теплопроводящих клеев, обеспечивающих хороший тепловой контакт и электрическую изоляцию этих приборов от поверхности тепловой трубы. Широкое практическое использование тепловых труб в ближайшем будущем должно явиться важным средством комплексной миниатюризации силовых преобразовательных устройств и в том числе ИВЭ радиоэлектронной аппаратуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Моин В. С., Лаптев Н. Н.** Стабилизированные транзисторные преобразователи.— М.: Энергия, 1972.— 512 с.
2. **Справочник** по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / Под ред. Н. Н. Горюнова. 3-е изд.— М.: Энергия, 1972,.— 569 с.
3. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Энергия, 1967.— 615 с.
4. **Диоды** и тиристоры. Справочная серия / Под общ. ред. А. А. Чернышева.— М.: Энергия, 1975.— 200 с.
5. **Справочник** радиолюбителя-конструктора. 2-е изд.— М.: Энергия, 1977.— 752 с.
6. **Ромаш Э. М.** Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Энергия, 1975.— 175 с.
7. **Ромаш Э. М.** Тиристорные преобразователи постоянного тока.— М.: Энергия, 1973.— 113 с.
8. **Основы** проектирования микроэлектронной аппаратуры / Под ред. Б. Ф. Высоцкого.— М.: Советское радио, 1977.— 352 с.
9. **Машуков Е. В., Конев Ю. И.** Силовые МДП-ключи.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1975, вып. 7, с. 21—25.
10. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения.— М.: Энергия, 1968.— 111 с.
11. **Проектирование** источников электропитания радиоаппаратуры / И. И. Белопольский, Г. В. Гейман, Л. А. Краус и др.— М.: Энергия, 1967.— 303 с.
12. **Тиристоры.** Технический справочник. Пер. с англ./Под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова.— М.: Энергия, 1971.— 500 с.
13. **Источники** электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина.— М.: Советское радио, 1969.— 448 с.
14. **Шуваев Ю. Н.** Дроссельный стабилизатор постоянного напряжения для питания аппаратуры на интегральных микросхемах.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1975, вып. 7, с. 70—73.
15. **Дусавицкий Ю. Я.** Магнитные стабилизаторы постоянного напряжения.— М.: Энергия, 1970.— 86 с.
16. **Букреев С. С.** Принципы проектирования активных сглаживающих фильтров.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1974, вып. 6, с. 23—32.
17. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные усилители постоянного тока.— М.: Энергия, 1964.— 95 с.
18. **Розенблат М. Г., Михайлов Г. Х.** Источники калиброванных напряжений постоянного тока.— М.: Энергия, 1976.— 208 с.
19. **Додик С. Д.** Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока.— М.: Советское радио, 1962. — 352 с.
20. **Карпов В. И.** Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока.— М.: Энергия, 1967.— 176 с.
21. **Китаев В. Е., Бокуняев А. А.** Проектирование источников электропитания устройств связи.— М.: Связь, 1972.— 200 с.
22. **Коссов О. А.** Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений.— М.: Энергия, 1971.— 431 с.

23. **Грейвер Е. С.** Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока.— М.: Связь, 1970.— 152 с.
24. **Александров Ф. И., Сиваков А. Р.** Импульсные преобразователи и стабилизаторы.— Л.: Энергия, 1970.— 188 с.
25. **Хусаинов Ч. И., Ромаш Э. М.** Импульсный стабилизатор постоянного напряжения с высокой частотой коммутации регулирующего транзистора.— Радиотехника, 1974, т. 29, № 3, с. 88—92.
26. **Бертинов А. И., Кофман Д. Б.** Тороидальные трансформаторы статических преобразователей.— М.: Энергия, 1970.— 96 с.
27. **Мелешин В. И., Опадчий Ю. Ф.** Симметрирование транзисторных преобразователей напряжения с внешним управлением.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1974, вып. 6, с. 50—55.
28. **Горбач А. В., Гулякович Г. Н.** Интегрально-гибридный многоканальный ВИП.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1975, вып. 7, с. 45—49.
29. **Мелешин В. И., Конев Ю. И.** Стабилизированный преобразователь переменного напряжения в низкое постоянное.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1974, вып. 6, с. 55—59.
30. **Конев Ю. И.** Энергетические возможности миниатюризации силовых полупроводниковых устройств.— В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Советское радио, 1973, вып. 4, с. 3—16.
31. **Елисеев В. Б., Сергеев Д. И.** Что такое тепловая труба?— М.: Энергия, 1971.— 134 с.
32. **Хусаинов Ч. И.** Высокочастотные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1980. — 90 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ